

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

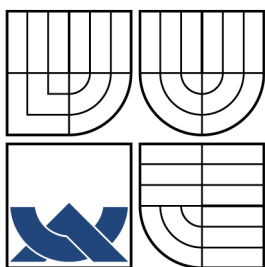
DIGITÁLNÍ AUDIO ZESILOVAČ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

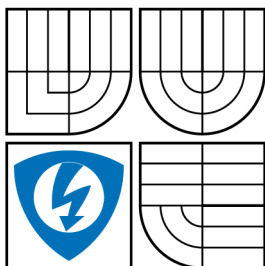
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB TILLER

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

DIGITÁLNÍ AUDIO ZESILOVAČ

DIGITAL AUDIO AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB TILLER

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. JIŘÍ DŘÍNOVSKÝ, PH.D.

BRNO 2010



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Jakub Tiller

ID: 106832

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Digitální audio zesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně se seznámte s vlastnostmi digitálních audio zesilovačů. Zejména se zaměřte na možnosti digitálního ovládání parametrů těchto zesilovačů. Dále prostudujte metody měření kmitočtových charakteristik aktivních dvojbranů. Na základě tohoto studia navrhnete digitální audio zesilovač, jehož parametry bude možné ovládat číslicově např. pomocí akviziční jednotky U2351A. Realizujte vámi navržený audio zesilovač, alespoň jako první vzorek na desce kontaktního pole a ověřte základní funkčnost vámi navrhovaného řešení.

Proved'te realizaci audio zesilovače na DPS. Celou konstrukci opatřete vhodnou krabičkou. S vámi realizovaným audio zesilovačem navrhnete laboratorní úlohu, kde bude možné ovládat zesílení zesilovače pomocí akviziční jednotky. Dále navrhnete automatizované měření v prostředí VEE, pomocí kterého bude možné proměřit přenosovou charakteristiku tohoto digitálního audio zesilovače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Analog devices. Online katalog firmy Analog devices. [online]. [cit. dne 5.5.2009], dostupné na <www.analog.com>.

[2] Agilent technologies. Agilent U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition, Programming Guide. [online]. Dostupné na <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90202.pdf>>

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO
uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan

Jméno a příjmení: Jakub Tiller
Bytem: Pionýrská 361, 550 01 Broumov 1
Narozen (datum a místo): 22.10.1987, Broumov
(dále jen autor)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 244/53, 60200 Brno 2
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
(dále jen nabyvatel)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Digitální audio zesilovač
Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.
Ústav: Ústav radioelektroniky
Datum obhajoby VŠKP: neuvedeno

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v¹:

- ☐ tištěné formě — počet exemplářů 2
- ☐ elektronické formě — počet exemplářů 1

¹hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Čl. 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy

(z důvodu utajení v něm obsažených informací)

4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením §47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Čl. 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

Nabyvatel

Autor

ABSTRAKT

Tématem bakalářské práce jsou výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D. Jejich velké rozšíření je způsobeno hlavně vysokou účinností a dobrými parametry. Tato práce je zaměřena na rozbor jednotlivých částí těchto zesilovačů a na rozbor možností měření jejich parametrů. Následně je v práci uveden návrh zesilovače jako laboratorního přípravku s možností číslicového řízení zesílení a navržena automatizovaná měření parametrů tohoto zesilovače v prostředí VEE Pro. Dále je v této práci navržena laboratorní úloha pro předmět Radioelektronická měření.

KLÍČOVÁ SLOVA

Audio zesilovač, třída D, PWM modulace, měření audio parametrů, VEE Pro, akviziční jednotka U2351

ABSTRACT

The subject of bachelor thesis is the class-D power audio amplifiers. Their expansion is mainly caused by high efficiency and good audio parameters. The aim of this project is analysis of class-D amplifiers and measurement of the audio parameters. In consequence, there is the design of class-D amplifier as laboratory equipment with possibility of digital gain controll. At the end of this thesis, there are designs of automatic measurement in VEE Pro environment. The laboratory exercise also introduced in this thesis.

KEYWORDS

Audio amplifier, class D, PWM modulation, measurement of audio parameters, VEE Pro, Data acquisition unit U2351

TILLER J. *Digitální audio zesilovač*. VUT v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 91 s. Vedoucím bakalářské práce byl Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Digitální audio zesilovač“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Dřínovskému, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

| | |
|---|-----------|
| Úvod | 7 |
| 1 Zesilovač | 8 |
| 1.1 Zesilovač ve třídě D | 8 |
| 1.2 Blokové schéma | 9 |
| 1.3 Vstupní předzesilovač | 9 |
| 1.4 Modulátor | 10 |
| 1.5 Budič | 11 |
| 1.6 Výkonové tranzistory | 12 |
| 1.6.1 Parametry MOSFET tranzistorů | 12 |
| 1.7 Topologie | 13 |
| 1.8 Výstupní filtr | 14 |
| 1.8.1 Výstupní filtr tvořený feritovou perlou a kondenzátorem | 15 |
| 1.8.2 Výstupní filtr LC | 15 |
| 1.9 Možnosti konstrukce zesilovačů ve třídě D | 17 |
| 1.10 Simulace zesilovače ve třídě D | 17 |
| 2 Měření na audio zesilovači třídy D | 22 |
| 2.1 Konstrukce měřicího filtru | 22 |
| 2.2 Přenosová kmitočtová charakteristika | 23 |
| 2.3 Přeslechy | 24 |
| 2.4 Výstupní výkon | 25 |
| 2.5 Účinnost | 26 |
| 2.6 Nelineární zkreslení | 26 |
| 2.7 Spektrum výstupního signálu | 27 |
| 2.8 Další parametry | 28 |
| 3 Návrh zesilovače ve třídě D | 29 |
| 3.1 Popis integrovaného obvodu TPA3122D2 | 29 |
| 3.2 Popis schématu | 30 |
| 3.3 Výpočty součástek | 30 |
| 3.3.1 Vazební kondenzátor | 31 |
| 3.3.2 Blokující kondenzátor | 31 |
| 3.3.3 Výstupní LC filtr | 32 |
| 3.3.4 Jádra cívek | 32 |
| 3.3.5 Měření indukčnosti cívek | 35 |
| 3.4 Návrh DPS | 36 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.5 | Měření prototypu zesilovače | 36 |
| 3.5.1 | Řízení zesílení | 37 |
| 3.5.2 | Modulová přenosová charakteristika | 37 |
| 4 | Návrh automatizovaného měření | 40 |
| 4.1 | Popis prostředí VEE Pro | 40 |
| 4.2 | Popis akvizitní jednotky U2351 | 41 |
| 4.2.1 | Specifikace jazyka SCPI | 41 |
| 4.3 | Návrh měření v prostředí VEE | 41 |
| 4.3.1 | Měření přenosové modulové charakteristiky | 42 |
| 4.3.2 | Měření přeslechů | 44 |
| 4.3.3 | Měření převodní charakteristiky a 1dB komprese | 46 |
| 4.3.4 | Měření spektra výstupního signálu | 47 |
| 4.3.5 | Měření citlivosti | 49 |
| 4.3.6 | Frekvenční závislost SNR | 51 |
| 4.3.7 | Měření účinnosti v závislosti na výstupním výkonu | 52 |
| 4.3.8 | Měření THD+N v závislosti na kmitočtu | 53 |
| 4.3.9 | Měření závislosti THD+N na vstupním signálu | 56 |
| 5 | Závěr | 57 |
| | Literatura | 59 |
| | Seznam symbolů, veličin a zkratk | 61 |
| | Seznam příloh | 62 |
| A | Konstrukce zesilovače | 63 |
| A.1 | Schéma zapojení zesilovače | 63 |
| A.2 | Předloha pro výrobu DPS | 64 |
| A.3 | Osazovací výkres | 65 |
| A.4 | Tabulka použitých součástek | 66 |
| B | Návrh laboratorní úlohy | 67 |
| B.1 | Zadání | 67 |
| B.2 | Teoretický úvod | 67 |
| B.3 | Postup měření | 69 |
| | Literatura | 79 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| C | Naměřené charakteristiky | 80 |
| C.1 | Frekvenční přenosové charakteristiky | 80 |
| C.2 | Závislost přeslechů na frekvenci | 82 |
| C.3 | Měření převodní charakteristiky a 1dB komprese | 83 |
| C.4 | Měření spektra výstupního signálu | 84 |
| C.5 | Frekvenční závislost SNR | 87 |
| C.6 | Měření účinnosti v závislosti na výstupním výkonu | 88 |
| C.7 | Měření THD+N v závislosti na kmitočtu | 90 |
| C.8 | Závislosti THD+N na vstupním napětí | 91 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Blokové schéma výkonového zesilovače ve třídě D | 9 |
| 1.2 | Vznik modulace PWM | 10 |
| 1.3 | Jednoduchý PWM modulátor | 10 |
| 1.4 | Zapojení výstupu do polovičního mostu | 13 |
| 1.5 | Zapojení výstupu do plného mostu | 14 |
| 1.6 | Schéma zapojení simulovaného obvodu | 18 |
| 1.7 | Vstupní a odpovídající PWM signál na hradlech tranzistorů | 19 |
| 1.8 | Vstupní a výstupní signál na zátěži | 20 |
| 1.9 | Spektrum signálů před a po průchodu výstupním filtrem | 20 |
| 1.10 | Průběh vstupního napětí a výstupního napětí za měřicím filtrem | 21 |
| 2.1 | Schéma zapojení audio analyzátoru | 22 |
| 2.2 | Kmitočtová charakteristika zesilovače | 24 |
| 3.1 | Vstupní RC článek | 31 |
| 3.2 | Výstupní RC článek | 32 |
| 3.3 | Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 0 a Gain1 = 0 | 38 |
| 3.4 | Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 1 a Gain1 = 0 | 38 |
| 3.5 | Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 0 a Gain1 = 1 | 39 |
| 3.6 | Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 1 a Gain1 = 1 | 39 |
| 4.1 | Ukázka prostředí VEE Pro | 40 |
| 4.2 | nastavení řídicích bitů | 42 |
| 4.3 | Nastavení sinusového výstupního signálu z U2351 | 42 |
| 4.4 | Nastavení vzorkování vstupního signálu | 43 |
| 4.5 | Přenosová charakteristika pro gain1=0 a gain0=0 (20 dB) | 44 |
| 4.6 | Závislost přeslechů na frekvenci pro zesílení 20 dB | 46 |
| 4.7 | Změřená závislost výstupního napětí na vstupním pro zesílení 20 dB | 47 |
| 4.8 | Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 20 dB | 48 |
| 4.9 | Spektrum výstupního signálu zesilovače za měřicím filtrem pro zesílení 20 dB | 49 |
| 4.10 | Příklad měření citlivosti | 50 |
| 4.11 | Změřená závislost SNR na frekvenci pro zesílení 20 dB | 52 |
| 4.12 | Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 36 dB | 54 |
| 4.13 | Změřená závislost THD+N na frekvenci pro zesílení 20 dB | 55 |
| 4.14 | Změřená závislost THD+N na vstupním napětí pro zesílení 20 dB | 56 |
| B.1 | Konfigurace pinů konektoru U2351 | 68 |
| B.2 | Data uložená v paměti FIFO | 71 |
| C.1 | Přenosová charakteristika pro gain1=0 a gain0=1 (26 dB) | 80 |
| C.2 | Přenosová charakteristika pro gain1=1 a gain0=0 (32 dB) | 81 |

| | | |
|------|--|----|
| C.3 | Přenosová charakteristika pro $\text{gain1}=1$ a $\text{gain0}=1$ (36 dB) | 81 |
| C.4 | Závislost přeslechů na frekvenci | 82 |
| C.5 | Změřená závislost výstupního napětí na vstupním | 83 |
| C.6 | Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 26 dB | 84 |
| C.7 | Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 26 dB | 84 |
| C.8 | Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 32 dB | 85 |
| C.9 | Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 32 dB | 85 |
| C.10 | Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 36 dB | 86 |
| C.11 | Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 36 dB | 86 |
| C.12 | Změřená závislost SNR na frekvenci pro zesílení 26 dB | 87 |
| C.13 | Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 20 dB . | 88 |
| C.14 | Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 26 dB . | 89 |
| C.15 | Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 32 dB . | 89 |
| C.16 | Změřená závislost THD+N na frekvenci | 90 |
| C.17 | Změřená závislost THD+N na vstupním napětí | 91 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|-----|---|----|
| 3.1 | Parametry jádra T 80-26 | 33 |
| 3.2 | Naměřené hodnoty 1. cívky | 36 |
| 3.3 | Naměřené hodnoty 2. cívky | 36 |
| 3.4 | Teoretické a změřené hodnoty zesílení | 37 |
| A.1 | Hodnoty použitých součástek | 66 |
| B.1 | Zapojení řídicích vstupů na port @502 | 69 |
| B.2 | Digitální řízení zesílení | 69 |

ÚVOD

Tato práce se zabývá audio zesilovači pracujícími ve třídě D. V teoretické části nejprve okrajově srovnává vlastnosti jednotlivých, dříve v audio technice používaných, zesilovačů. Dále osvětluje funkci těchto zesilovačů a principy jednotlivých bloků. Práce popisuje možné modulační techniky používané v těchto aplikacích, rozebírá jejich výhody i úskalí. Přibližuje některé důležité parametry MOSFET výkonových tranzistorů důležitých při jejich výběru pro aplikaci výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D. Teoretická část je zakončena simulací principálního zapojení výkonového audio zesilovače v programu PSpice, kde jsou na výsledcích potvrzeny popisované principy. Dále shrnuje možnosti konstrukce jednotlivých bloků i celého zesilovače. Jsou zde rozebrány možnosti řízení zesilovačů ve třídě D číslicovými signály. Důraz je kladen na zesilovače integrované na jediném čipu.

V následující části jsou naznačeny možnosti měření parametrů audio zesilovačů. Je provedeno srovnání požadavků na měření audio zesilovačů pracujících ve třídě D se zesilovači, které pracují v jiných třídách. Z toho následně vyplývá nutnost použití měřicích filtrů u zesilovačů pracujících ve třídě D. V této části je naznačena i konstrukce takového filtru.

Práce pokračuje návrhem výkonového audio zesilovače pracujícího ve třídě D pro účely měření jeho parametrů. Některé z těchto parametrů je možno řídit pomocí PC s využitím akviziční jednotky. Celá konstrukce je koncipována jako přípravek pro laboratorní úlohu předmětu Radioelektronická měření. Do návrhu je zakomponován i měřicí filtr na obou výstupech zesilovače. U realizovaného přípravku je tedy možné měřit signál přímo na výstupu zesilovače (na zátěži realizované výkonovým rezistorem) nebo na výstupu měřicího filtru. Dále práce popisuje realizaci automatizovaných měření v prostředí VEE Pro s využitím akviziční jednotky U2351. Práce také obsahuje charakteristiky naměřené pomocí realizovaných automatizovaných měření. Následuje návrh zadání laboratorní úlohy Radioelektronická měření, který vychází z realizovaných měření. Tento návrh je uveden v příloze B.

1 ZESILOVAČ

Zesilovač je elektronické zařízení, od kterého požadujeme napěťové, proudové nebo výkonové zesílení vstupního signálu. Přitom kromě zesílení sledujeme mnoho dalších parametrů. Tato práce se zabývá zesilovači pracujícími v audio pásmu, tedy ve frekvenčním pásmu 20 Hz až 20 kHz. Mezi sledované parametry těchto audio zesilovačů bezesporu patří výstupní výkon, zkreslení signálu, frekvenční přenosová charakteristika, poměr signálu k šumu apod. Bližší rozbor některých parametrů bude proveden v kapitole, která se zabývá měřením parametrů zesilovačů ve třídě D.

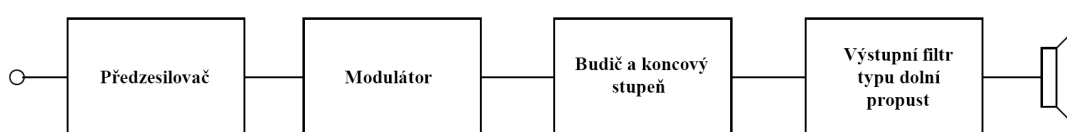
1.1 Zesilovač ve třídě D

Zesilovače můžeme dělit podle principu jejich činnosti do několika skupin, tzv. tříd zesilovačů. Nejrozšířenějšími třídami v nízkofrekvenční technice jsou třída A, třída AB a dnes hojně používaná třída D. U tříd A a AB pracují tranzistory v lineární části charakteristik na rozdíl od zesilovače pracujícího ve třídě D, který v bezporuchovém provozu pracuje v režimu spínacím. Díky tomu je možné u tohoto typu zesilovačů docílit velmi vysoké účinnosti. Zesilovače ve třídě D dosahují účinnosti až 95 %. Naproti tomu je teoretická hodnota účinnosti zesilovače ve třídě A maximálně 50 %. V praxi je to ještě méně.

Zesilovače ve třídě D dnes najdeme v mnoha komerčních zařízeních, převážně však v zařízeních mobilních. Konstrukteři je používají hlavně díky jejich vysoké účinnosti, což je u bateriově napájených zařízení velmi výhodné. Vysoká účinnost je spojena s další nespornou výhodou, zesilovače ve třídě D vyžadují mnohem menší chladič pro odvod ztrátového tepla. Některé zesilovače pracující ve třídě D dokonce chladič vůbec nevyžadují. Dalším dnes velmi důležitým parametrem jsou jejich velmi kompaktní rozměry. Nevýhodou těchto zesilovačů je nutnost použití výstupního filtru typu dolní propust. Jsou sice vyvinuty modulační techniky pro zpracování audio signálu, které přímo nevyžadují použití výstupního filtru. Toto tvrzení je podmíněno několika podmínkami. U takových konstrukcí se předpokládá, že zátěž zesilovače má silně induktivní charakter, což bývá v praxi splněno, protože reproduktor je cívka kmitající v magnetickém obvodu. Dále přívod signálu k zátěži by měl být realizován vodičem s velmi omezenou délkou a měl by být stíněný. Tyto zesilovače se obvykle označují jako „filterless“.

1.2 Blokové schéma

Princip činnosti zesilovačů ve třídě D je známý a využívá se už dlouhou dobu. Vývoj zesilovačů ve třídě D jde však neustále kupředu. Konstrukteři se nejvíce zabývají modulačními technikami těchto zesilovačů. Na zesilovače ve třídě D můžeme pohlížet z různých hledisek, např. podle použité modulace, počtu zesilovaných kanálů, druhu vstupního signálu (tím je myšleno analogový nebo digitální). Všechny zesilovače ale mají více či méně shodnou základní strukturu. Obecné blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D je uvedeno na obr. 1.1 (převzato z [1] a následně upraveno). Jednotlivé bloky budou následně podrobněji popsány v následujících kapitolách.



Obr. 1.1: Blokové schéma výkonového zesilovače ve třídě D

1.3 Vstupní předzesilovač

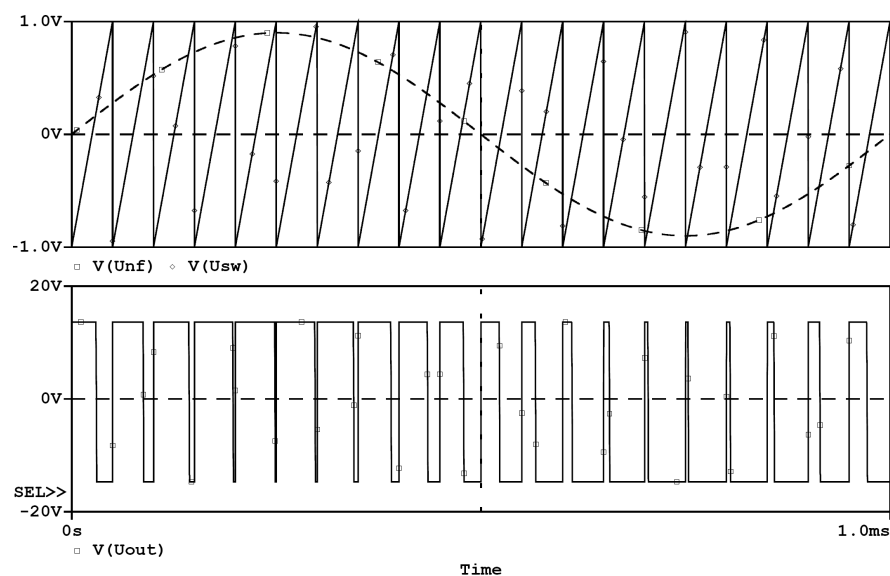
Prvním blokem, kterým musí signál projít na obr. 1.1 je vstupní předzesilovač. Ten nemusí nutně zesilovat vstupní signál, ale většinou se používá jako impedanční oddělovač nebo tvarovač. Rozdíl v použití mezi těmito funkčně různými obvody je dán tím, jestli je zesilovač navrhován pro vstupní signál analogový nebo číslicový.

Vstupní předzesilovač má za úkol dodat dostatečný výkon do modulátoru a přitom nezatěžovat zdroj signálu. Požadujeme od něj tedy vysoký vstupní odpor a malý odpor výstupní. Vstupní předzesilovač se používá u zesilovačů s analogovým vstupem, kde ve většině případů postačuje zesilovač s jednotkovým zesílením. Požaduje se však, aby signál byl přes tento obvod přenesen s nejnižším možným zkreslením signálu. Těmto požadavkům vyhovuje například vhodný operační zesilovač zapojený jako napěťový sledovač. Využití operačního zesilovače, jako vstupního předzesilovače je mimořádně výhodné, pokud je nutné vstupní signál napěťově zesílit. To je v takovém případě možné docílit vhodnou zpětnou vazbou operačního zesilovače.

Naproti tomu tvarovač vstupního signálu používáme u zesilovačů, které vyžadují buzení přímo digitálním signálem. Tento blok má za úkol obnovit hrany digitálního signálu a přizpůsobit úroveň logických hodnot na požadované následujícím blokem, kterým je obvykle modulátor.

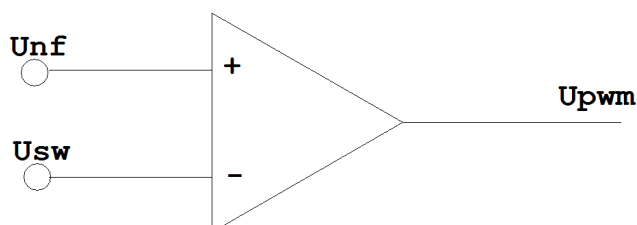
1.4 Modulátor

Následujícím blokem na obr. 1.1 je modulátor, který převádí analogový nebo digitální signál na modulaci vhodnou pro spínání výkonových tranzistorů. Tato modulace musí mít tu vlastnost, že střední hodnota signálu nese užitečnou nízkofrekvenční informaci. Pro pochopení principu zesilovače ve třídě D je klíčové vysvětlení funkce modulátoru. Nejjednodušší a nejnázornější používanou modulací je modulace PWM (pulzní-šířková modulace – Pulse-Width Modulation). Funkce je znázorněna na obr. 1.2. Jde o porovnávání nízkofrekvenčního signálu se signálem o mnohem vyšší frek-



Obr. 1.2: Vznik modulace PWM

venci (obvykle mezi 200 - 300 kHz) pilovitého nebo trojúhelníkového průběhu. Tím se vytváří dvoustavový signál o frekvenci shodné s frekvencí pilovitého signálu, u kterého se mění střída podle průběhu NF signálu.



Obr. 1.3: Jednoduchý PWM modulátor

Jako příklad jednoduchého modulátoru s PWM modulací je možné uvést komparátor, na jehož neinvertující vstup je přiváděn nízkofrekvenční signál (NF), který chceme zesílit a na invertující svorku trojúhelníkový nebo pilovitý signál, tak jak je naznačeno na obr. 1.3. Na výstupu komparátoru vzniká PWM modulace. Tento signál je svým průběhem již vhodný pro buzení spínacích tranzistorů, avšak většinou nemá dostatečný výkon. To zajišťuje budič výkonových tranzistorů.

Mezi používané modulace kromě PWM modulace patří pulsní–šířková modulace s rozprostřeným spektrem, sigma–delta modulátory 1. a vyšších řádů atd. Rozprostření spektra u pulsní–šířkové modulace s rozprostřeným spektrem je dosaženo časově proměnnou frekvencí modulačního signálu. Změna frekvence je často volena jako,

$$\Delta f_{sw} = f_{sw} \cdot 0,1, \quad (1.1)$$

kde Δf_{sw} je změna modulačního kmitočtu, f_{sw} je spínací kmitočet modulačního signálu. Změna kmitočtu je tedy $\pm 10\%$ modulačního signálu. Touto úpravou modulačního signálu je možné dosáhnout menšího elektromagnetického rušení. Celková energie nežádoucích vyšších frekvenčních složek je rozprostřena do širšího spektra s nižší úrovní spektrálních koeficientů. Spektrum už tedy není čarové, ale spojitě. Energie spektra je však stejná. Z uvedeného vyplývá, že úroveň spektrálních složek je nižší ve srovnání s pulzní–šířkovou modulací. Řada firem pro své integrované obvody vyvíjí různé mutace výše popsaných modulací z důvodů zlepšení EMC (elektromagnetické kompatibility - Electronic Compatibility). Tyto modulace si každá firma patentově chrání.

1.5 Budič

Na budič výstupních tranzistorů jsou kladené poměrně vysoké požadavky na rychlost spínání a rozpínání tranzistorů. Doba, po kterou jsou tranzistory v lineárním režimu, musí být co nejkratší. Jinými slovy, náběžná a sestupná hrana musí být co nejstrmější. Jako výkonové tranzistory jsou často používány tranzistory MOSFET, tedy tranzistory řízené napětím. Avšak na jejich plné sepnutí je nutné na elektrodu G (gate) přenést určitý náboj. Jak je známo, náboj je proud $i(t)$ tekoucí obvodem po určitou dobu t . Z uvedeného vyplývá, že pokud chceme co nejkratší dobu spínání, musí na elektrodu G téct velký proud. Analogicky je nutné při rozpínání tranzistorů tento náboj z elektrody G co nejrychleji odvést. Přitom proudy tekoucí ve spínacích resp. rozpínacích pulzech dosahují hodnot jednotek ampér.

Mnoho firem vyrábí budiče výkonových tranzistorů ve formě integrovaných obvodů. Jsou to obvody, které se často dají využít pro spínání spínacích výkonových

tranzistorů spínaných napájecích zdrojů. Některé obvody jsou však vyvinuty výhradně pro aplikace v zesilovačích třídy D. Často jsou tyto integrované obvody navrženy přímo pro řízení tranzistorů zapojených do polovičního nebo plného mostu a jsou schopny těmto tranzistorům dodat impulzně na elektrodu gate potřebný proud pro rychlé plné sepnutí.

1.6 Výkonové tranzistory

Využití spínacího režimu výkonových tranzistorů je z hlediska ztrát velmi vhodné. Žádný tranzistor však není ideálním spínačem. Od ideálního spínače je požadován nulový odpor v sepnutém stavu a teoreticky nekonečný odpor ve stavu rozepnutém. Takový spínač nelze vyrobit a reálné spínací prvky se těmto parametrům více či méně přibližují. Jako spínací prvky v zesilovačích ve třídě D jsou nejčastěji používány tranzistory MOSFET, tedy tranzistory řízené elektrickým polem.

1.6.1 Parametry MOSFET tranzistorů

Mezi nejdůležitější parametry těchto tranzistorů patří např. odpor v sepnutém stavu $R_{\text{DS(on)}}$, průrazné napětí $U_{\text{DS(max)}}$, náboj elektrody gate Q_{G} , maximální kontinuální proud I_{D} . Náboj Q_{G} je náboj, který je nutné přivést na elektrodu gate, aby byl tranzistor plně sepnut. Odpor $R_{\text{DS(on)}}$ je obvykle jednotek $\text{m}\Omega$. To je hodnota nízká, avšak při proudech protékajících mezi elektrodou S a D i několik ampér vznikne nezanedbatelný úbytek napětí a také výkonová ztráta. Navíc katalogové hodnoty často udávají odpor v sepnutém stavu při $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. V praxi je tak nutné katalogovou hodnotu $R_{\text{DS(on)}}$ vynásobit alespoň dvěma, protože se vlivem ztrát výkonový tranzistor zahřívá, jeho teplota roste a s ní i hodnota $R_{\text{DS(on)}}$. Hodnota maximálního kontinuálního proudu je výrobcí zvyšována paralelním řazením jednotlivých MOSFET tranzistorů na čipu na úkor náboje elektrody G. Se zvyšujícím se počtem paralelně řazených tranzistorů klesá hodnota $R_{\text{DS(on)}}$ avšak náboj, který je nutné přenést na elektrodu G, aby byl tranzistor plně sepnut, je násoben počtem tranzistorů na čipu. Je proto nutné volit určitý kompromis. Parametry $R_{\text{DS(on)}}$ a I_{D} jsou důležité z hlediska statických ztrát na spínacích tranzistorech. Ztráty způsobené vedením proudu P_{COND} je podle [3] možné vypočítat podle následujícího vztahu

$$P_{\text{COND}} = I_{\text{DRMS}}^2 \cdot R_{\text{DS(on)}} , \quad (1.2)$$

kde I_{DRMS} je efektivní hodnota proudu tekoucího elektrodou Drain. Celkové ztráty při spínání výkonových tranzistorů $P_{\text{C-SP}}$ jsou podle [3] dány ztrátami spínacími P_{SP} a ztrátami na hradle gate P_{GATE}

$$P_{\text{C-SP}} = P_{\text{SP}} + P_{\text{GATE}} . \quad (1.3)$$

Spínací ztráty jsou způsobeny konečnou rychlostí přechodu z rozepnutého stavu do sepnutého reps. ze sepnutého stavu do rozepnutého. V těchto krátkých intervalech jsou podle [3] ztráty rovny

$$P_{SP} = E_{SP} \cdot f , \quad (1.4)$$

kde f je spínací frekvence, E_{SP} je energie spínání dána vtahem

$$E_{SP} = \int_0^t u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt . \quad (1.5)$$

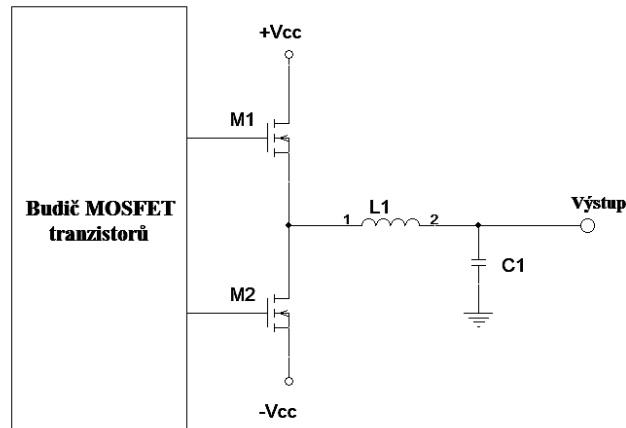
Integrál znázorňuje energii za jeden spínací a rozpínací cyklus, $u_{DS}(t)$ je okamžitá hodnota napětí mezi elektrodami drain a source a $i_D(t)$ je okamžitá hodnota proudu tekoucího elektrodou drain. Ztráty na hradle gate jsou potom podle [3] definovány jako

$$P_{GATE} = 2 \cdot Q_G \cdot U_{DRIVER} \cdot f , \quad (1.6)$$

kde U_{DRIVER} je napětí na elektrodě gate.

1.7 Topologie

U zesilovačů ve třídě D se používají dvě základní topologie zapojení koncových tranzistorů. Je to zapojení do polovičního nebo úplného mostu. Na obr. 1.4 je znázorněno zapojení koncových tranzistorů do polovičního mostu. Budič koncových tranzistorů

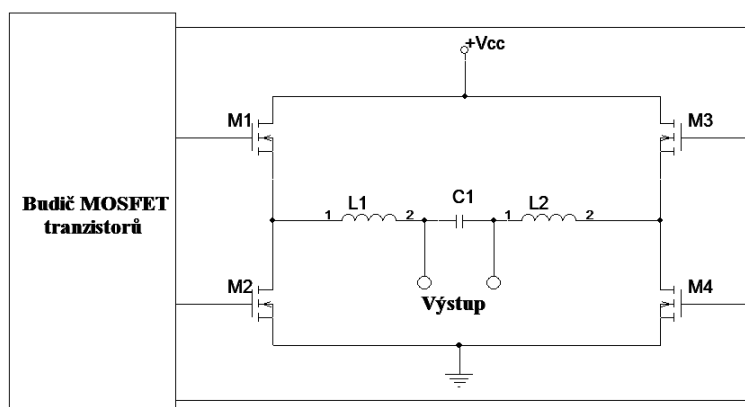


Obr. 1.4: Zapojení výstupu do polovičního mostu

spíná vždy jen jeden tranzistor. Sepnutí obou tranzistorů je nepřípustné a je nutné tomuto stavu zamezit v budiči výkonových tranzistorů. Často mezi rozepnutím jednoho a sepnutím druhého tranzistoru bývá krátký časový okamžik, označovaný jako

„dead time“. Nevýhodou této topologie může být nutnost použití symetrického napájení. U tohoto typu zapojení je v obvykle nutné do série s reproduktorem zapojit kondenzátor pro stejnosměrné oddělení výstupu zesilovače. Výstupní signál totiž v některých případech obsahuje stejnosměrnou složku, která by mohla poškodit reproduktor. Naopak výhodou může být nižší počet výkonových tranzistorů ve srovnání se zapojením do plného mostu.

Naproti tomu zapojení do plného mostu vyžaduje dvojnásobný počet spínacích prvků. Zapojení je znázorněno na obr. 1.5. V tomto případě budič výkonových tranzistorů spíná vždy dvojici tranzistorů. Tato dvojice tranzistorů přitom musí být volena tak, aby výsledný proud tekł přes zátěž (reproduktor), tzn. spínají se současně tranzistory M1 a M4 nebo M3 a M2. Zátěž nyní není zapojena proti nulovému potenciálu, ale výkonový signál je nutné odebírat ze svorek označených Výstup. Obvod budiče výkonových tranzistorů je v tomto případě složitější. Nyní totiž tranzistory M1 a M3 nejsou buzeny proti zemnímu potenciálu. Tento fakt může být další nevýhodou tohoto zapojení.



Obr. 1.5: Zapojení výstupu do plného mostu

1.8 Výstupní filtr

Výstup audio zesilovače ve třídě D je často nutno opatřit filtrem typu dolní propust. Dnes jsou již vyvinuty modulační techniky, které nutnost použití výstupního filtru omezují. Audio zesilovač pracující ve třídě D pracuje jako spínač, z čehož vyplývá, že na výstupu jsou obdélníkové pulzy s velkým množstvím spektrálních složek mnohokrát přesahující audio pásmo. Pokud by byl takový signál přiveden na reproduktor, mělo by to za následek několik negativních vlivů. Reproduktor by byl zatěžován vysokými frekvencemi, které nejsou schopny kmitací cívku rozpohybovat. Tyto frekvenční složky by se v reproduktoru měnily na teplo a zbytečně by

zahřívaly magnetický obvod reproduktoru. Dalším negativním faktorem, který by provázel takto konstruovaný zesilovač, je vznik velkého rušivého elektromagnetického pole. Tento aspekt je sledován a měřen při uvádění výrobků na trh. Existují normy elektromagnetické kompatibility (EMC), které se zabývají problematikou vyzařování obvodů s rychlou změnou signálu, kterými jsou i audio zesilovače ve třídě D. Toto rušení je zapříčiněno vysokofrekvenčními složkami obdélníkového výstupního průběhu napětí. Ačkoliv je reproduktor z pohledu impedance silně induktivní zátěží, není možné zanedbat tyto vysokofrekvenční složky signálu, hlavně z hlediska elektromagnetické kompatibility.

1.8.1 Výstupní filtr tvořený feritovou perlou a kondenzátorem

Tohoto typu filtrů se využívá u integrovaných zesilovačů, jejichž výkon nepřesáhne hodnotu několika desítek Wattů. Pro použití tohoto filtru je žádoucí, aby zesilovač používal některou z vylepšených typů modulací. Velkou výhodou těchto filtrů je velmi nízká pořizovací cena ve srovnání s LC filtry. Další nespornou výhodou jsou malé rozměry takového filtru. Naopak nevýhodou jsou filtrační vlastnosti patrné od frekvencí řádu jednotek MHz [1]. Proto by přívodní kabely k reproduktorům měly být stíněné a jejich délka by měla být značně omezená.

Některé zesilovače dokonce dovolují výstup zesilovače ponechat bez jakéhokoli filtru. Jsou to zesilovače využívající patentově chráněné vylepšené modulační techniky. U těchto zesilovačů je prakticky nutností použít stíněné přívozy k reproduktorům s velmi omezenou délkou. U zesilovačů, jejichž výstup není opatřen výstupním filtrem typu dolní propust, výrobci využívají kromě vylepšených modulačních technik toho faktu, že reproduktory jsou vlastně induktivní zátěž. Finanční náklady na tyto filtry jsou bezesporu nejvyšší.

1.8.2 Výstupní filtr LC

Často bývají výstupy audio zesilovačů ve třídě D opatřeny filtrem typu dolní propust 2. řádu. Ty bývají tvořeny prvky LC. Pro výkony přesahující několik desítek W je tento typ filtru používán téměř výhradně. Při výběru prvků filtru však je nutné postupovat velmi opatrně. Je nutné, aby byly kmitočty nad mezní frekvencí potlačovány co možná nejlépe, ale aby audio pásmo bylo, pokud možno, ovlivněno minimálně.

Firmou Texas Instruments v literatuře [4] je doporučován filtr typu dolní propust 2. řádu s Butterworthovou aproximací. Tato aproximace se vyznačuje maximálně

plochou modulovou charakteristikou v propustném pásmu. To dobře odpovídá požadavkům na přenosové modulové kmitočtové charakteristiky audio zesilovačů. Proto je dávana v aplikacích audio zesilovačů ve třídě D přednost Butterworthově aproximaci před aproximací Čebyševovou a jinými, které mají sice strmější přechod z propustného pásma do nepropustného, ale vykazují jisté zvlnění modulové frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Výpočet prvků LC filtru s Butterworthovou aproximací je možné vypočítat pomocí následujících vztahů [4]:

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \cdot \sqrt{2}} , \quad (1.7)$$

$$L = \frac{R_L \cdot \sqrt{2}}{\omega_0} , \quad (1.8)$$

kde R_L je odpor zátěže, ω_0 je mezní kmitočet filtru. U filtrů Butterworthovy aproximace je voleno kritické tlumení rovno $Q = 1/\sqrt{2}$, proto je ve výše uvedených vzorcích konstanta $\sqrt{2}$.

Pro konstrukci cívky filtru se používají železoprachová jádra, která mají pro tuto aplikaci výhodné vlastnosti. Železoprachová jádra jsou často využívána i pro aplikace filtračních tlumivek spínaných zdrojů a k odrušení polovodičových spínačů. Z určitého pohledu je možné na NF zesilovač pracující ve třídě D pohlížet jako na spínaný zdroj. Jen není jádro syceno stejnosměrným proudem, ale střídavým. Obvyčejné železové jádro by bylo zatíženo velkými ztrátami vířivými proudy. Proto je třeba celý materiál rozdělit. Železoprachové jádro se skládá z mnoha od sebe prostorově oddělených zrn a v jádře se tak střídají magnetické a nemagnetické oblasti. Tyto nemagnetické oblasti vlastně představují vzduchovou mezeru, která je rovnoměrně rozprostřena po celém objemu. Ve filtračních výkonových aplikacích, mezi které samozřejmě patří i výstupní filtr zesilovače ve třídě D, je výhodná nižší permeabilita. Jádra s velkou permeabilitou se totiž nasytí již při malých proudtech cívkou a tím ztrácí indukčnost. Schopnost jader akumulovat magnetickou energii je dána čtvercem indukce a je nepřímo úměrná permeabilitě. Z toho vyplývají malé akumulační schopnosti jader s vysokou permeabilitou. Snížení permeability je dosaženo zavedením vzduchové mezery do magnetického obvodu, čímž se do jisté míry linearizuje magnetizační křivka. Tuto vzduchovou mezeru ale železoprachová jádra mají „implementovanu“ již výrobním procesem. Vlastnosti jader lze při výrobě ovlivnit lisovacími podmínkami nebo také teplotním režimem apod. Proto je vždy výhodné dobře si rozmyslet parametry filtru a podle katalogových hodnot vybrat nejvhodnější typ jádra pro danou aplikaci [2].

Kondenzátory je možné technologicky vyrobit tak, že se poměrně dobře podobají ideálnímu kondenzátoru, avšak při výběru kondenzátorů je důležité kontrolovat určité parametry. Je to například ESR (ekvivalentní sériový odpor – Equivalent series

resistance), který by měl být co nejmenší. Na současném trhu je možné zakoupit tzv. low ESR kondenzátory. Kondenzátor by měl mít vysokou hodnotu $\frac{dU}{dt}$, což znamená, že je schopen pracovat s rychle se měnícím napětím. Vysoká proudová zatížitelnost v impulzním režimu je u výstupního výkonového filtru zesilovače nezbytná.

1.9 Možnosti konstrukce zesilovačů ve třídě D

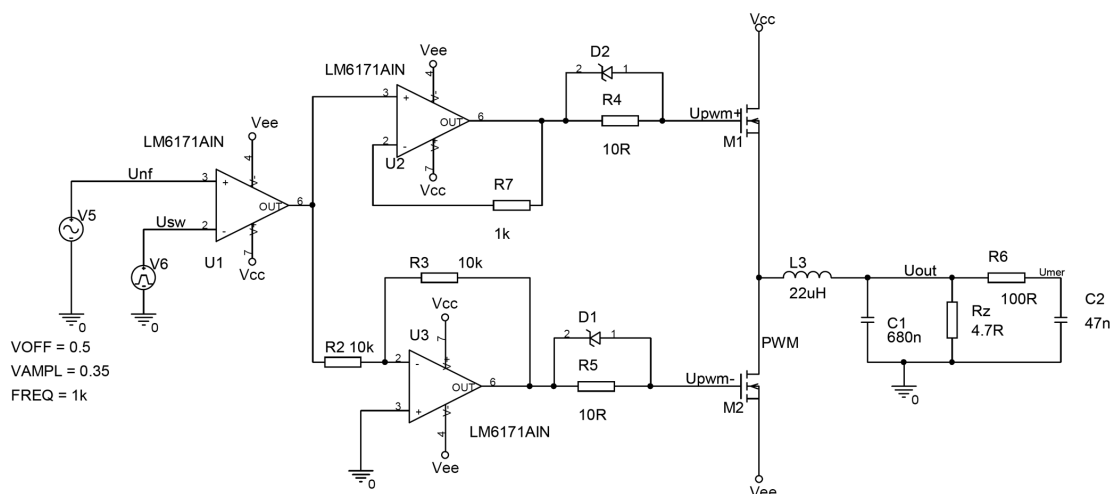
Výkonový zesilovač je možné vyrobit několika způsoby. Konstrukčně nejnáročnější je konstrukce zesilovače z diskretních součástek. Při návrhu takového zesilovače je nutné brát ohled kromě jiného i na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC). Takový návrh je složitý a pro aplikace sluchátkových zesilovačů nebo zesilovačů, jejichž výkon nepřesahuje desítky Wattů, neefektivní. Výrobci totiž na trhu nabízejí širokou škálu integrovaných obvodů již plně funkčních zesilovačů ve třídě D s minimem potřebných externích součástek. Výrobci také vyrábějí jednotlivé funkční bloky, kterými jsou např. budiče výkonových tranzistorů, modulátory aj. Tyto obvody lze různě kombinovat. Variabilita je tedy široká z hlediska počtu kanálů integrovaných v jednom IO, použité modulace atd.

Výkonový zesilovač ve třídě D realizovaný integrovaným obvodem vyžaduje jen minimum použitých externích součástek a je nejjednodušší na konstrukci. Výrobci často do těchto integrovaných obvodů implementují i jiné ovládací obvody. Navíc tyto integrované obvody často používají vylepšené modulační techniky. Velké množství zesilovačů má implementovaný interní oscilátor, jehož frekvenci lze volit, nebo využít externí oscilátor. Externí oscilátor je vhodné použít v případě použití několika integrovaných obvodů. V tomto případě jsou potom všechny integrované obvody spínány stejným signálem. U některých z těchto obvodů lze číslicově řídit jejich parametry, např. zesílení. To bývá řešeno často n vývody, kde počet úrovní zesílení je 2^n , nebo mají tyto zesilovače integrovanou sběrnici I2C.

1.10 Simulace zesilovače ve třídě D

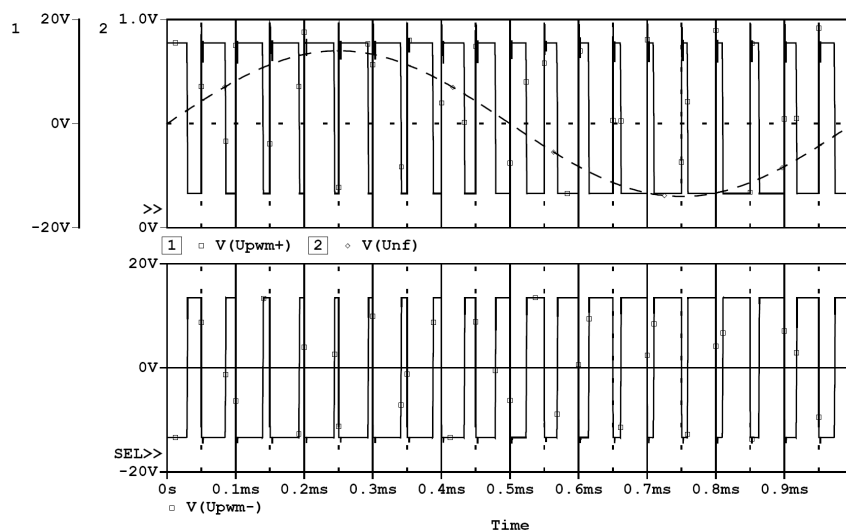
Tato kapitola se zabývá simulací základních principů výkonového zesilovače pracujícího ve třídě D v programu PSpice. Na schématu na obr. 1.6 je simulovaný obvod. Jde o zapojení do polovičního mostu. Vstupní předzesilovač je zde vynechán. Prvním blokem je modulátor reprezentovaný operačním zesilovačem U1. Operační zesilovač U1 funguje jako komparátor. Na neinvertující svorku OZ je přiveden nízkofrekvenční signál o kmitočtu 1 kHz, který má být zesílen a na invertující svorku signál o trojúhelníkovém průběhu a frekvenci 250 kHz. Čím vyšší bude kmitočet trojúhelníkového signálu, tím lépe. To je však omezeno maximální frekvencí spínání výkonových

tranzistorů. Proto většina výrobců volí kmitočet v rozmezí 200 až 300 kHz. Princip tohoto zapojení byl vysvětlen v kapitole 1.4.



Obr. 1.6: Schéma zapojení simulovaného obvodu

Na výstupu komparátoru tvořeného operačním zesilovačem U1 již máme PWM signál vhodný pro buzení výkonových tranzistorů. Tranzistory M1 a M2 musejí pracovat přesně v protifázi, tzn., že pokud je otevřen tranzistor M1, musí být tranzistor M2 uzavřen. To zajišťují operační zesilovače U2 a U3. Operační zesilovač U3 je zapojen jako invertující zesilovač se zesílením $A_U = -1$. Aby však nedocházelo ke kritickému zpoždění invertovaného signálu průchodem operačním zesilovačem U3, je do obvodu, řídícího tranzistor M1, zapojen operační zesilovač U2 s přenosem $A_U = 1$, který je zde z důvodu shodného zpoždění řídících signálů jednotlivých MOSFET tranzistorů. Na obr. 1.7 jsou znázorněny průběhy na hradlech obou tranzistorů (signály Upwm+ a Upwm-) společně se vstupním signálem (Unf). Perioda trojúhelníkového signálu na invertující sorce komparátoru je v tomto případě pro přehlednost úmyslně zvýšena na $50 \mu\text{s}$, tedy kmitočet je snížen na 20 kHz. Na hradlech tranzistorů jsou zapojeny paralelní kombinace R4, D2 a D1 a R5[1]. Ty zajišťují zpožděné sepnutí tranzistorů a jejich velmi rychlé rozepnutí. Dále je na schématu výstupní LC filtr typu dolní propust reprezentovaný součástkami L1, C1. Reprodukter je zde realizován rezistorem o odporu $4,7 \Omega$. Na obr. 1.8 jsou znázorněny vstupní NF signál (nahore) a zesílený, vyfiltrovaný výstupní signál U_{OUT} měřený na rezistoru R_Z (dole). Uvedený průběh výstupního napětí U_{OUT} na zatěžovacím rezistoru R_Z neodpovídá přesně napětí, které by bylo na skutečném reproduktoru, protože reproduktor se chová jako silně induktivní zátěž, u které se zvyšujícím se kmitočtem roste



Obr. 1.7: Vstupní a odpovídající PWM signál na hradlech tranzistorů

impedance podle vztahu

$$Z = R + j\omega L , \quad (1.9)$$

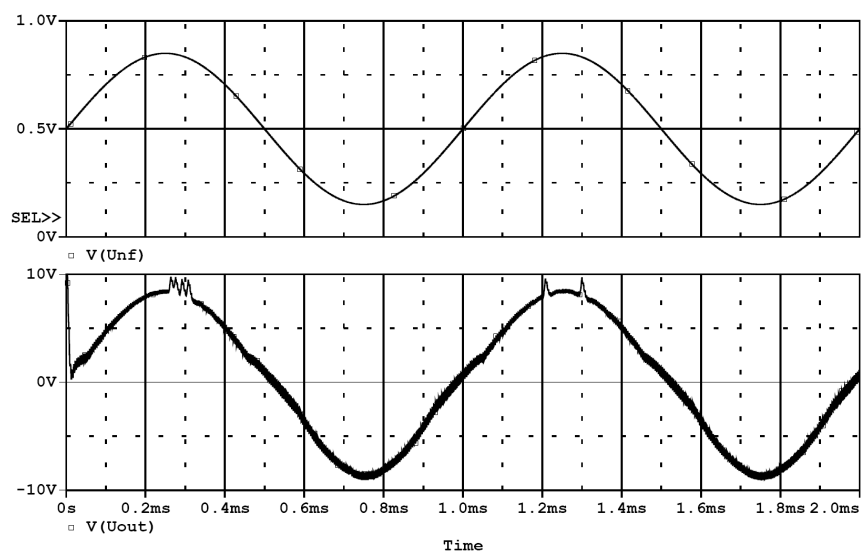
přičemž nás v tomto případě zajímá hlavně modul impedance

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} , \quad (1.10)$$

kde Z je komplexní impedance reproduktoru, R je reálná část impedance, L je indukčnost cívky reproduktoru, a ω je úhlový kmitočet. Na výstupním signálu je dobře patrný nedokonale odfiltrovaný spínací signál o frekvenci trojúhelníkového signálu. Ten by bylo možné odstranit filtrem vyšších řádů, což se ale v aplikacích zesilovačů ve třídě D nepoužívá, filtr 2. řádu je dostačující. Výstupní výkon tohoto zesilovače je, pokud je amplituda výstupního napětí odečtená z grafu $U_{\text{OUT}} = 8,5 \text{ V}$, možné vypočítat jako

$$P_{\text{OUT}} = \frac{U_{\text{OUT}}^2}{\sqrt{2} \cdot R_Z} = \frac{8,5^2}{\sqrt{2} \cdot 4,7} = 10,87 \text{ W} ,$$

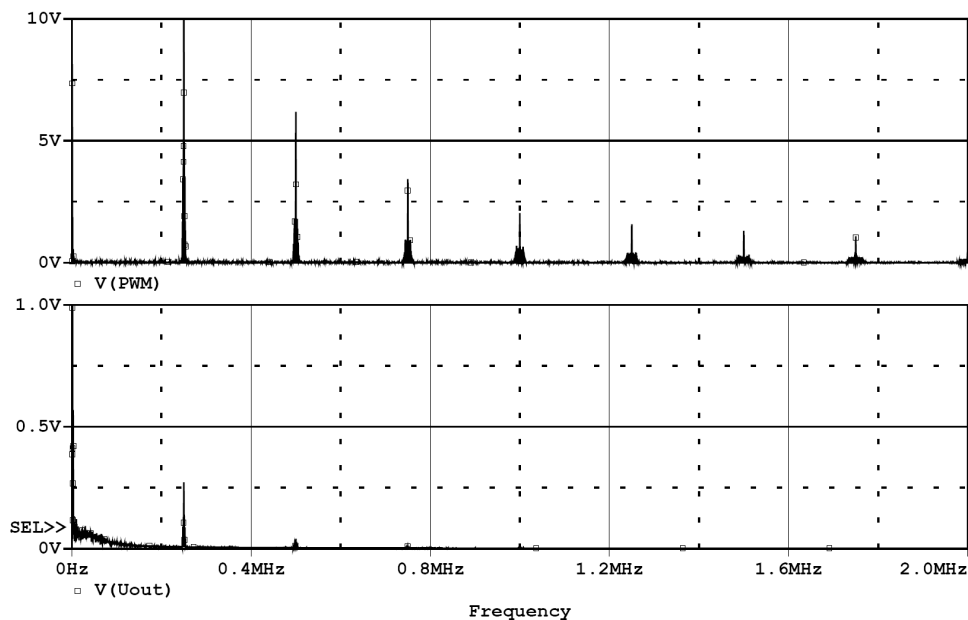
kde P_{OUT} je výstupní výkon, R_Z je zatěžovací odpor zesilovače. Kromě tohoto tvrzení je důležitým faktem to, že na tak vysokém kmitočtu není žádný reproduktor schopný pracovat. Pokud by byl takový reproduktor vyroben, lidské ucho by ani tak nebylo schopné tento zvuk slyšet. Potlačení těchto kmitočtů se provádí hlavně z hlediska elektromagnetické kompatibility. Proto chceme potlačení těchto složek co největší. V programu PSpice bylo pomocí Fourierovy transformace vypočteno spektrum výstupního signálu. Nejprve byl signál analyzován v bodě PWM, tedy před



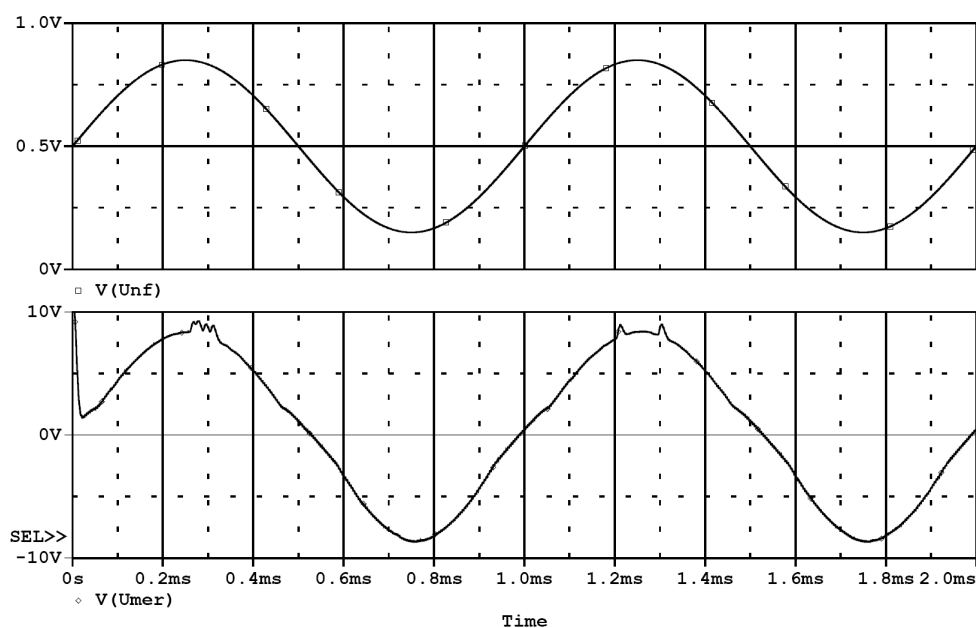
Obr. 1.8: Vstupní a výstupní signál na zátěži

filtrem. Dalším bodem, kde byl průběh analyzován, byl bod s označením U_{out} , tedy na zatěžovacím rezistoru. To dokazuje obr. 1.9.

Dále je na schématu za zatěžovacím odporem zařazen RC článek fungující jako dolní propust. Ten je zde zařazen pro měřicí účely. Důvod bude přiblížen v kapi-



Obr. 1.9: Spektrum signálů před a po průchodu výstupním filtrem



Obr. 1.10: Průběh vstupního napětí a výstupního napětí za měřicím filtrem

tole 2. Signál, který už je možné měřit audio analyzátozem je v bodě Umer. Průběh vstupního napětí a napětí v bodě Umer znázorňuje obr. 1.10. Z obrázku je patrné výraznější odfiltrování vyšších harmonických složek obdélníkového signálu. Signál na výstupu za měřicím filtrem již velmi podobný nezesílenému nf signálu na vstupu zesilovače, avšak i na tomto signálu je ještě ve srovnání se vstupním signálem patrné jisté malé zvlnění vyššími harmonickými. Tento signál je nyní možné měřit běžnými audio analyzátory.

2 MĚŘENÍ NA AUDIO ZESILOVAČI TŘÍDY D

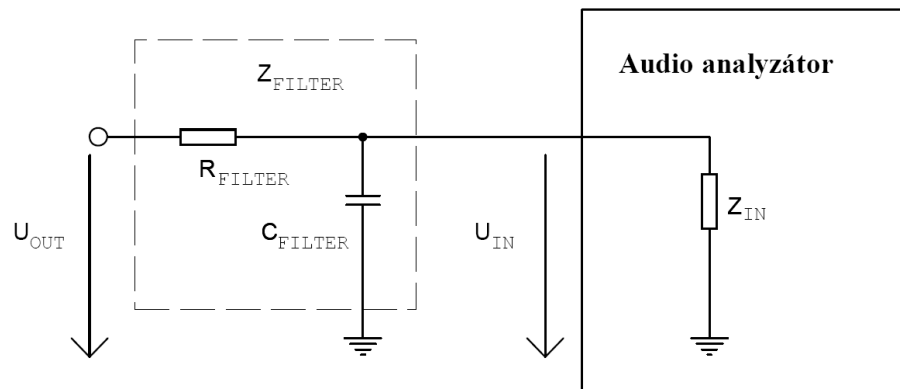
Aby bylo možné pro měření audio parametrů zesilovačů ve třídě D použít audio analyzátor, je nutné na výstup zesilovače zařadit tzv. měřicí filtr. Příklad takového jednoduchého filtru je znázorněn na obr. 1.6, kde je realizován součástkami R_6 , C_2 . Pokud by tento filtr nebyl použit [5], měření pomocí audio analyzátoru by bylo zatíženo chybou způsobenou spektrálními složkami obdélníkového signálu mimo audio pásmo. Tyto RC články jsou do měřicího systému zaváděny zejména pro tzv. filterless zesilovače pracující ve třídě D, kde je jejich použití nutností. Při použití tohoto článku u zesilovačů s výstupním filtrem je dosaženo přesnějších výsledků. Pokud je měřicí filtr realizován jako externí obvod, je nutné, aby zemní potenciál byl spojen přímo se záporným pólem výkonového zdroje pro minimalizaci zemní smyčky, jak je naznačeno v [5]. Na obvyklá měření postačuje nízkofrekvenční generátor signálu, osciloskop, případně voltmetr.

2.1 Konstrukce měřicího filtru

Vždy při konstrukci měřicího filtru je třeba kromě volby mezního kmitočtu také do realizace uvažovat vstupní impedanci (reálnou i imaginární část) audio analyzátoru. Jak je patrné z obr. 2.1 vznikne dělič s dělicím poměrem

$$\frac{U_{\text{IN}}}{U_{\text{OUT}}} = \frac{Z_{\text{IN}} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_{\text{FILTER}}}}{Z_{\text{IN}} \parallel \frac{1}{j\omega \cdot C_{\text{FILTER}}} + R_{\text{FILTER}}}, \quad (2.1)$$

kde U_{IN} je napětí na vstupu analyzátoru, U_{OUT} je napětí na zatěžovacím rezistoru, Z_{IN} je vstupní impedance audio analyzátoru tvořená odporem R_{IN} a kapacitou C_{IN} a Z_{FILTER} je impedance měřicího filtru tvořeného odporem R_{FILTER} a kapacitou C_{FILTER} .



Obr. 2.1: Schéma zapojení audio analyzátoru

Na obr. 2.1 je měřicí filtr tvořen RC článkem. Toto zapojení se používá v případě, kdy je zátěž zapojena proti zemi, tedy výkonové tranzistory jsou zapojeny do polo-
vičního mostu. Pokud by však byly tranzistory zapojeny do plného mostu, zátěž by
byla buzena diferencially. V tom případě by bylo nutné, aby měřicí filtr byl tvořen
dvěma shodnými RC články, přičemž by každý z nich byl zapojen na jednu výstupní
svorku zesilovače. Více informací o této problematice je uvedeno v [5]. Volba mez-
ního kmitočtu by měla být nad nejvyšším měřeným kmitočtem audio pásma, tedy
nad 20 kHz. Mezní kmitočet by však měl být volen co nejnižší nad nejvyšším kmi-
točtem audio pásma, aby pokud možno, maximálně potlačil spínací kmitočet. Mezní
frekvenci zesilovače je možné vypočítat podle vztahu převzatého z [5]

$$f = 10^{\frac{20 \cdot \log(f_{max}) + 3 \text{ dB}}{20}}, \quad (2.2)$$

kde f je mezní frekvence filtru, která je o 3 dB vyšší než je maximální frekvence
měřeného audio pásma f_{max} . Mezní frekvence RC článku je

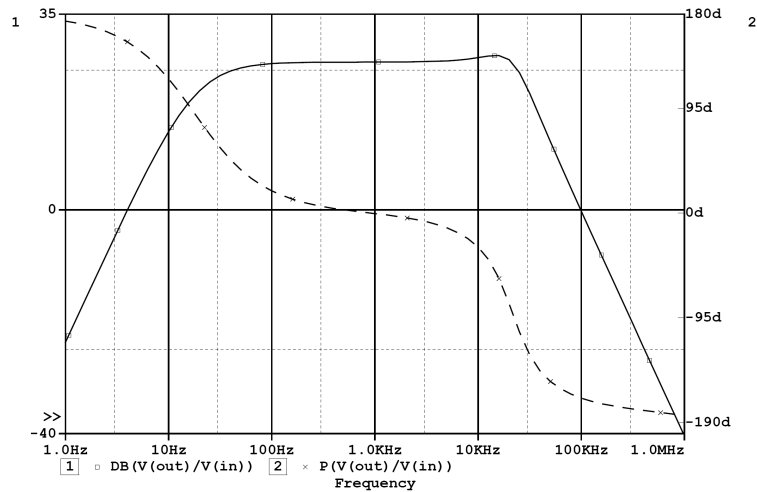
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{FILTER} \cdot R_{FILTER}}. \quad (2.3)$$

V rovnici 2.3 jsou dvě neznámé, R_{FILTER} a C_{FILTER} . Je tedy nutné zvolit hodnotu
 R_{FILTER} , která musí být pokud možno co nejvyšší, aby se zapojením měřicího filtru
ovlivnila hodnota zatěžovacího odporu co nejméně. Na druhou stranu je nutné volit
 R_{FILTER} co nejnižší, aby na tomto rezistoru vznikl co nejmenší úbytek napětí, který
ovlivňuje výsledky měření. Z výše uvedeného vyplývá, že je nutné volit kompromis.
V měřicím filtru navržene firmou Texas Instruments v [7] je $R_{FILTER} = 100 \Omega$ a
 $C_{FILTER} = 47 \text{ nF}$. Pokud dosadíme do rovnice (2.3), zjistíme mezní kmitočet filtru
33,863 kHz.

2.2 Přenosová kmitočtová charakteristika

Příklad přenosové kmitočtové charakteristiky (modulové a fázové charakteristiky) je
uveden na obr. 2.2. Plnou čarou je znázorněna modulová charakteristika a přerušo-
vanou čarou je znázorněna fázová charakteristika. U modulové frekvenční charakte-
ristiky je vyžadován co nejvyrovnanější průběh v celém frekvenčním audio pásmu.
Například norma DIN 45500 vyžaduje pro parametry HI-FI (High fidelity) vyrov-
nané frekvenční pásmo 40 Hz - 12,5 kHz.

Frekvenční modulovou charakteristiku je možné měřit dvěma nízkofrekvenčními
voltmetry. Na vstup zesilovače je přiváděn z generátoru signál o efektivním napětí
 U_1 a na výstupu je efektivní napětí U_2 . Tyto hodnoty jsou měřeny ve frekvenčním
pásmu 20 Hz - 20 kHz s alespoň 4 hodnotami na dekádu. Modulovou frekvenční



Obr. 2.2: Kmitočtová charakteristika zesilovače

charakteristiku je potom možné vynést do grafu, kde se uvádí v decibelové míře jako

$$A_U = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) . \quad (2.4)$$

Fázovou frekvenční charakteristiku lze měřit pomocí osciloskopu, kde na kanál A přivedeme vstupní signál, na kanál B výstupní signál. Změřením časového posunu mezi signály je poté možné vypočítat fázi kmitočtové charakteristiky podle

$$\varphi = \Delta t \cdot f \cdot 360^\circ , \quad (2.5)$$

kde Δt je časový posun mezi signály, f je pracovní frekvence. Tato charakteristika se také vynáší do grafu jako frekvenční závislost. Často bývá vynášena do jednoho grafu s modulovou frekvenční charakteristikou, jako na obr. 2.2.

2.3 Přeslechy

Přeslech je parametr audio zesilovače udávající, jaká je vazba mezi jednotlivými kanály navzájem. Z toho vyplývá, že přeslechy je možné měřit pouze na zesilovačích, které mají alespoň dva kanály. Princip bude vysvětlen na dvoukanálovém zesilovači. Měření probíhá tak, že se na jeden kanál zesilovače přivede signál o konstantní amplitudě a frekvenci (většinou 1 kHz), vstup druhého kanálu se připojí na zemní svorku. Měří se výstupní úrovně signálů obou kanálů. Tento parametr se udává v decibelové míře jako

$$X_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{OUTB}}{U_{OUTA}}\right) , \quad (2.6)$$

kde X_{dB} je přeslech v decibelech, U_{OUTB} je výstupní napětí kanálu, jehož vstup je uzemněn a U_{OUTA} je výstupní napětí kanálu, na jehož vstup je přiváděn signál. Někdy se přeslech měří v závislosti na frekvenci. V tom případě je přeslech udáván v grafické podobě, jako závislost $X_{dB} = f(f)$. Při měření se k výstupům jednotlivých kanálů někdy zařazují pásmové propusti pro zpřesnění měření. Kabely, jimiž je veden výstupní signál by měly být krouceny mezi sebou, aby se mezi nimi minimalizovaly vazby.

2.4 Výstupní výkon

Výstupní výkon audio zesilovače je velmi často chybně brán za nejdůležitější parametr audio zesilovače. Existuje několik definic výstupního výkonu, které mají svou zkratku. Ta by měla být vždy u číselného údaje výkonu uvedena. Existuje jmenovitý výstupní výkon, hudební výkon, výkon P.M.P.O (spičkový hudební výkon – Peak Music Power Output). Například jmenovitý výkon zesilovače je výkon, který je zesilovač schopen dodávat do zátěže o jmenovité impedanci se zkreslením THD+N menším než 1 % při buzení harmonickým signálem. Velká část výrobců v katalogových listech integrovaných zesilovačů udává výstupní výkon pro zkreslení THD+N 10 %, což je velmi vysoká hodnota. Výkon P.M.P.O je často jen reklamním trikem výrobců. Hodnota tohoto výkonu je audio experty poprávu považována za zcestný a nesmyslný údaj. Výrobci výkon P.M.P.O definují jako maximální možný krátkodobý výkon dodávaný do zátěže při nedefinovaném zkreslení se 100 % účinností zesilovače. Tyto hodnoty mnohonásobně převyšují hodnotu jmenovitého výkonu a reproduktory nikdy nejsou na takový výkon dimenzovány [8].

Nejjednodušším způsobem je výstupní výkon možné měřit pomocí osciloskopu nebo TRMS nízkofrekvenčního voltmetru. Měření probíhá nepřímo a hodnota výstupního výkonu zesilovače se poté počítá. Měří se napětí na zatěžovacím odporu. Výstupní výkon je samozřejmě možné vynést graficky v závislosti na frekvenci, kde je po celou dobu měření nutné držet konstantní napětí vstupního signálu o jmenovité hodnotě. Potom je ze změřeného napětí a známé zátěže jednoduše možné vypočítat výstupní výkon, jako

$$P_{OUT} = \frac{U^2}{R_z}, \quad (2.7)$$

kde P_{OUT} je hodnota výstupního výkonu ve Watech, U je efektivní hodnota napětí na zátěži a R_z je zatěžovací odpor. Často je výstupní výkon měřen jako maximální výstupní výkon před limitací. Pokud je výstupní výkon měřen pouze na jednom kmitočtu, je zvykem, aby tento kmitočet byl 1 kHz.

2.5 Účinnost

Účinnost je hodnota vždy menší než 1. Tato hodnota udává, jakou část výkonu dodávaného do zesilovače je zesilovač schopen přenést na zátěž. Často bývá udávána v %. Například ve třídě AB se zesilovač chová jako napětím řízený odpor zapojený mezi napájecí zdroj a zátěž [6]. Výkon, který není přenesen na zátěž je výkon ztrátový, který se vyzáří ve formě tepla na aktivním prvku (tranzistoru). Z tohoto důvodu je nutné výkonové tranzistory těchto zesilovačů opatřit často velmi rozměrnými chladiči pro dostatečný odvod ztrátového tepla. Tento způsob je velmi neefektivní. Naproti tomu, ve třídě D pracuje aktivní prvek jako spínač, tedy v režimu saturace, kde má jen minimální odpor. Tím se účinnost podstatně zvyšuje. Vztah pro výpočet účinnosti je

$$\eta = \frac{P_{\text{OUT}}}{P_Z} \cdot 100 \% , \quad (2.8)$$

kde je účinnost v %, P_{OUT} je výstupní výkon, P_Z je výkon dodávaný zdrojem. Účinnost je někdy udávána graficky jako závislost na výstupním výkonu. Pro měření účinnosti je vhodné mít 2 voltmetry a ampérmetr. Ampérmetr a jeden z voltmetrů je využíván pro měření proudu, který zesilovač odebírá, a napájecího napětí. Druhý voltmetr měří efektivní hodnotu napětí na zátěži. Účinnost je poté možno vypočítat jako

$$\eta = \frac{\frac{U_z^2}{R_z}}{U \cdot I} \cdot 100\% , \quad (2.9)$$

kde U_z je efektivní hodnota napětí na zátěži, R_z je hodnota zátěže a U a I jsou hodnoty napětí a proudu dodávaného zdrojem.

2.6 Nelineární zkreslení

Zkreslení zesilovače je poměrně důležitým parametrem, který udává jak se výstupní signál změní svým průběhem ve srovnání se vstupním. Rozeznáváme harmonické zkreslení, označované THD (celkové harmonické zkreslení – Total Harmonic Distortion). Často se setkáváme s údajem THD+N, kde N znamená šum (Noise). V druhém případě na vstup a všechny součástky zesilovače působí šum, který zesilovač také zesílí. Tento zesílený šum je na výstupu zesilovače spolu s užitečným signálem. THD je definována podle [1] jako:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} , \quad (2.10)$$

kde $U_2 \dots U_n$ jsou jednotlivé harmonické vzniklé průchodem zesilovače a U_1 je základní harmonická. THD+N má svůj charakteristický průběh s rostoucím výstupním výkonem. Nejprve je THD+N poměrně vysoké při malém buzení zesilovače a to z důvodu nízké úrovně napětí na vstupu a tím se větší měrou uplatňuje šum. S rostoucím výstupním výkonem THD+N klesá. Při dalším růstu výstupního výkonu se zkreslení začíná zvětšovat vlivem limitace výkonového stupně.

2.7 Spektrum výstupního signálu

Pro měření bude využita akviziční jednotka U2351 firmy Agilent. S její pomocí je možné výstupní signál zesilovače v čase vzorkovat. Pokud poté budou tyto vzorky využity k výpočtu spektra pomocí rychlé Fourierovy transformace (FT), je nutné znát přednosti a úskalí dané problematiky.

Pro výpočet spektra spojitého signálu je využíván vztah 2.11.

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (2.11)$$

kde S je velikost spektrální čáry pro daný úhlový kmitočet ω , $s(t)$ je signál spojitý v čase. Díky tomuto vztahu je možné z obecného neperiodického signálu $s(t)$ vypočítat jeho Fourierův obraz $S(\omega)$. Pokud je požadována z Fourierova obrazu (spektrální funkce $S(\omega)$) zjistit časový průběh signálu $s(t)$, využívá se zpětné (inverzní) Fourierovy transformace, která je dána následujícím vztahem,

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.12)$$

V aplikaci měření výstupního signálu zesilovače pomocí časových vzorků jsou výše uvedené vztahy nevyužitelné. Je nutné použít tzv. diskrétní Fourierovu transformaci DTFT (Discrete-time Fourier Transform). Ta je podle [13] definována, jako

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad (2.13)$$

kde $S(k)$ je k -tý prvek spektra. Naproti tomu zpětná diskrétní Fourierova transformace je opět podle [13] dána vztahem

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (2.14)$$

Poslední dva výše uvedené vztahy jsou dále používány jako vestavěné funkce v prostředí VEE Pro pro výpočet spektra výstupního signálu audio zesilovače a zpětného přepočtu do oblasti časové.

2.8 Další parametry

Mezi další sledované parametry patří např. vstupní citlivost, přebuditelnost, intermodulační zkreslení, vstupní impedance, výstupní impedance a jiné. Tyto parametry přesahují rámec této práce.

3 NÁVRH ZESILOVAČE VE TŘÍDĚ D

Návrh zesilovače, jehož zesílení by bylo možné ovládat číslicovým signálem, je efektivní zhotovit pomocí integrovaného obvodu. Existuje mnoho výrobců zabývajících se audio zesilovači ve třídě D a škála vyráběných integrovaných obvodů je tedy velká. Při výběru integrovaného obvodu byl největší důraz kladen na možnost řízení zesílení pomocí číslicového signálu, který by byl generován z PC pomocí akviziční jednotky U2351 firmy Agilent. Dalším kritériem byl vlastní integrovaný oscilátor, výstupní výkon okolo 5 W při zkreslení THD+N do 1 %. Výhodou integrovaných obvodů je, že často mají i ochranné obvody a často jim stačí napájecí zdroj o pouze jednom napětí. Těmto požadavkům vyhovují např. integrované obvody MAX9708 firmy Maxim, TPA3111D1, TPA3121D2 a TPA3122D2 firmy Texas Instruments. Pro realizaci bakalářské práce byl vybrán integrovaný obvod TPA3122D2.

3.1 Popis integrovaného obvodu TPA3122D2

Cílem zadání nebylo sestavit miniaturní výkonový audiozesilovač, ke kterému by bylo nutné použít SMD součástky a integrované obvody zapouzdřené v malých pouzdrech. Velkou předností integrovaného obvodu TPA3122D2 je, že jako jeden z mála integrovaných obvodů výkonových zesilovačů ve třídě D je zapouzdřen do pouzdra typu DIP. Jde tedy o poměrně velké pouzdro ve srovnání s ostatními integrovanými obvody tohoto typu a lze očekávat menší nároky na chlazení takového obvodu. Celý audio zesilovač je koncipován na stereofonní zesilovač o výstupním výkonu 15 W na kanál při 10 % THD+N zkreslení signálu. Tento údaj je poněkud zcestný, protože zkreslení 10 % THD+N je velmi vysoké a při poslechu je toto zkreslení nepříjemné. Z charakteristik uváděných v katalogovém listu tohoto zesilovače [11] je patrné, že závislost zkreslení THD+N na výstupním výkonu je také závislá na napájení napětí. Například pro zesílení nastavené na 20 dB, zátěž $4\ \Omega$ a napájecí napětí 24 V je možné při zkreslení pod 1 % získat výstupní výkon více než 10 W.

Možnost řízení zesílení tohoto zesilovače je pomocí 2 vývodů na pouzdře s označením GAIN0 a GAIN1. Je tedy možné řídit zesílení ve čtyřech pevně daných krocích, které jsou podle [11] 20, 26, 32, 36 dB. Interní oscilátor je pevně nastaven na 250 kHz s tolerancí ± 20 kHz bez možnosti připojit externí oscilátor. TPA3122D2 obsahuje tepelnou ochranu s pevně nastavenou teplotou na 150 °C. Pokud teplota dosáhne této úrovně, obvod se automaticky přepne do režimu shutdown a výstupy jsou odpojeny. Po poklesu teploty o 30 °C obvod znovu obnoví svou funkci. Další ochrana integrovaná do TPA3122D2 je ochrana proti zkratu výstupního obvodu.

3.2 Popis schématu

V příloze A.1 je schéma zapojení navrženého audio zesilovače pracujícího ve třídě D s integrovaným obvodem TPA3122D2. Vstup nízkofrekvenčního signálu je řešen konektory BNC s označením LIN a RIN. Signály levého a pravého kanálu jsou přes vazební kondenzátory vedeny na vstupní piny integrovaného obvodu. Konektor X1 je řídicím konektorem číslicových signálů. Na tento konektor budou přiváděny signály pro zapnutí/vypnutí zesilovače na vodič označený SD_NON, ztlumení na vodič MUTE a zesílení na piny GAIN0 a GAIN1. Pro ověření funkce a možnost řízení číslicových vstupů je na schématu stabilizátor + 5 V (IC2). Potom je možné číslicové vstupy ovládat pomocí zkratovacích propojek JP1-1, JP1-2, JP2-1, JP2-2. Elektrolytické kondenzátory C13 až C16 slouží pro vyhlazení napájecího napětí v případě nedostatečně stabilizovaného zdroje a v případě proudových špiček dodávají do integrovaného obvodu potřebný náboj. Kondenzátory C19 a C20 fungují jako zkrat pro vysokofrekvenční rušení a měly by být co nejblíže pouzdra integrovaného obvodu. Výstupní zesílený signál je veden z vývodu označeného LOUT na LC filtr typu dolní propust. Analogicky je veden výstupní signál pravého kanálu z vývodu ROUT. Cívky L1 a L2 spolu s kondenzátory C3 a C4 by měly být co nejblíže pouzdra pro maximální potlačení rušení. Kondenzátory C1 a C2 mají velikost 220 nF, což je doporučená hodnota udávaná v katalogovém listu [11] integrovaného obvodu. Fungují jako bootstrapové kondenzátory. Dalšími důležitými součástkami jsou kondenzátory C5 a C6, které mají za úkol blokovat průchod stejnosměrného proudu do zátěže. V tomto zapojení nemají tyto kondenzátory velké uplatnění, protože mají chránit reproduktory před stejnosměrnou magnetizací, která by je mohla poškodit. V této realizaci jsou reproduktory nahrazeny zatěžovacími výkonovými rezistory R3 a R4. Signál z bodu LEFT OUTPUT je veden na BNC konektor LOUT pro měření výstupního napětí, které je úměrné výkonu na zatěžovacím rezistoru R3. Analogicky je zapojen i výstup RIGHT OUTPUT. RC články R5, C7 a R6, C8 jsou filtry typu dolní propust a mají za úkol pokud možno maximálně odfiltrovat vysokofrekvenční složky výstupního obdélníkového signálu. Více o těchto RC člancích lze nalézt v oddílu 2.1. Za těmito články jsou zapojeny BNC konektory pro měření výstupního nízkofrekvenčního signálu.

3.3 Výpočty součástek

V katalogovém listu TPA3122D2 [11] je jistá volnost při volbě některých součástek. Ty budou vypočteny v následující části.

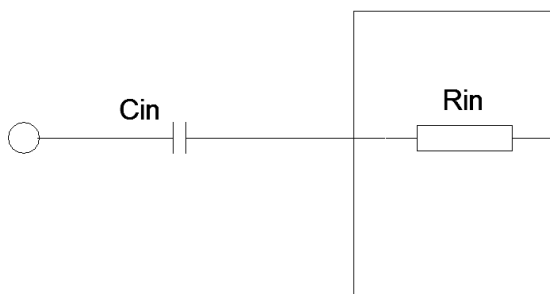
3.3.1 Vazební kondenzátor

Při číslicové volbě zesílení se mění také vstupní impedance obvodu. K tomu je nutné přihlídnout při výběru vazebních kondenzátorů přivádějících nízkofrekvenční signál. Protože mezní kmitočet f_c vzniklého RC článku je

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot Z_{IN} \cdot C_{IN}} , \quad (3.1)$$

je nutné zvolit C_{IN} pro nejhorší případ. Ten nastane pro Z_{IN} minimální. Symbol Z_{IN} je vstupní impedance a C_{IN} je vazební kapacita. Vzniklý RC článek podle obr. 3.1 je filtr typu horní propust a jeho mezní kmitočet musí být zvolen tak, aby i nejnižší kmitočet audio pásma, tedy 20 Hz, prošel na vstup zesilovače. To je nutné analyzovat pro několik různých hodnot, protože vstupní impedance integrovaného obvodu je závislá na nastavené hodnotě zesílení. Nejhorší případ podle katalogového listu [11] nastane pro největší zesílení, u kterého je vstupní impedance 9 k Ω , protože má při tomto zesílení nejnižší hodnotu. Z výše uvedené rovnice tedy určíme velikost C_{IN} jako

$$C_{IN} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot Z_{IN}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 9 \cdot 10^3} = 8,84 \cdot 10^{-7} \text{ F} \Rightarrow 1 \cdot 10^{-6} \text{ F}.$$



Obr. 3.1: Vstupní RC článek

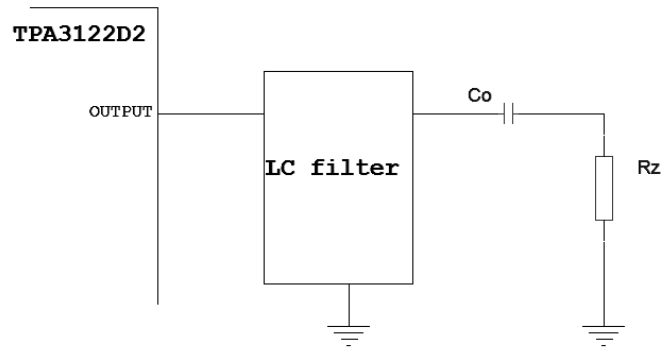
3.3.2 Blokující kondenzátor

Pokud je zesilovač navržen tak, že výstupní signál je proti zemnímu potenciálu, je nutné ochránit reproduktor před stejnosměrným proudem. To je možné zařídit vložením blokujícího kondenzátoru do cesty signálu. Tím ovšem vznikne opět filtr typu horní propust, nyní podle obr. 3.2 s mezním kmitočtem

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_z \cdot C_o} , \quad (3.2)$$

kde R_z je zátěž zesilovače a C_O je blokující kondenzátor. Podmínka je stejná jako u vazebního kondenzátoru, tedy mezní kmitočet pod 20 Hz. Zátěž je $4\ \Omega$, kapacita C_O je potom

$$C_O = \frac{1}{2\pi \cdot f_O \cdot R_z} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 4} = 1,99 \cdot 10^{-3}\ F \Rightarrow 2200\ \mu F.$$



Obr. 3.2: Výstupní RC článek

3.3.3 Výstupní LC filtr

Výstupní filtr typu dolní propust je nutné u tohoto zesilovače použít. V katalogovém listu [11] integrovaného obvodu jsou v tabulce 3 uspořádány doporučené hodnoty indukčnosti a kapacity. Pro výstup proti zemi (SE output - Single Ended output) a zátěž $4\ \Omega$ je doporučena indukčnost $L = 22\ \mu H$ a kapacita $C = 680\ nF$. Mezní kmitočet tohoto filtru 2. řádu s Butterworthovou aproximací je

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \quad (3.3)$$

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{22 \cdot 10^{-6} \cdot 680 \cdot 10^{-9}}} = 41,149\ kHz.$$

3.3.4 Jádra cívek

Pro aplikaci výstupního LC filtru výkonového zesilovače ve třídě D bylo vybráno železoprachové jádro firmy Amidon s označením T 80-26. Na toto jádro je použit materiál s označením #26, který má relativní permeabilitu $\mu = 75$. Tento materiál je výrobcem [9] doporučován pro DC tlumivky a EMC filtry. Navrhovaný filtr v tomto případě odfiltrovává nežádoucí vyšší spektrální složky obdélníkového signálu a lze jej tedy považovat za jakýsi EMC odrušovací filtr. Parametry jádra udávané výrobcem jsou v tabulce 3.1.

Tab. 3.1: Parametry jádra T 80-26

| | |
|-----------------|-------------------------------|
| Venkovní průměr | 2,02 cm |
| Vnitřní průměr | 1,26 cm |
| Šířka | 0,64 cm |
| A_L | 450 $\mu\text{H}/100\text{z}$ |
| l_e | 51,5 mm |
| A_e | 24,2 mm^2 |
| V_e | 1246 mm^3 |

Na stránkách výrobce jsou kromě jiného i postupy návrhu cívek s jejich jádry. Tyto dokumenty byly využity pro návrh cívek výstupního LC filtru typu dolní propust. V katalogovém listu zesilovače je doporučená hodnota indukčnosti $L = 22 \mu\text{H}$ pro zátěž o jmenovité impedanci $R_z = 4 \Omega$.

Výpočet cívek

Nejprve je nutné určit počet závitů v daném jádře pro zadanou indukčnost. To je možné pomocí vztahu (3.4), jako

$$N = 100 \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}} , \quad (3.4)$$

kde L je indukčnost dosazovaná přímo v μH , A_L je konstanta daného materiálu, v tomto případě v $\mu\text{H}/100\text{z}$. Po dosazení dostaneme

$$N = 100 \cdot \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{22}{450}} = 22,11 \text{ závitů} \Rightarrow 22 \text{ závitů} .$$

Každá z cívek tedy bude mít 22 závitů. Skutečné změřené hodnoty indukčností obou cívek jsou uvedeny v kapitole 3.3.5. Nyní je důležité ověřit, že nebude překročeno maximální sycení jádra a je důležité vypočíst ztráty v jádře. Nejprve je nutné vypočítat efektivní hodnoty proudu tekoucího cívkou a efektivní hodnotu napětí na cívce. To je možné ze známého maximálního výkonu a zatěžovacího odporu. Maximální výstupní výkon nepřesáhne 15 W, protože při vyšším výkonu by signál byl již nadměrně zkreslen. Zatěžovací odpor má hodnotu $R_z = 4 \Omega$.

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R_z} = I^2 \cdot R_z$$

$$U = \sqrt{P \cdot R_z} = \sqrt{15 \cdot 4} = 7,75 \text{ V} , \quad I = \sqrt{\frac{P}{R_z}} = \sqrt{\frac{15}{4}} = 1,93 \text{ A}$$

Nyní je možné vyčíslit stejnosměrnou magnetickou sílu jako

$$H_{\text{DC}} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_e} , \quad (3.5)$$

kde N je počet závitů, I je efektivní hodnota proudu protékajícího cívkou, l_e je střední délka siločáry v centimetrech.

$$H_{DC} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l_e} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot 23 \cdot 1,93}{5,15} \doteq 10,83 \text{ Oersteds}$$

Jednotka Oersteds je využívána firmou Amidon. Převod na jednotky A/m² je

$$1 \text{ Oersteds} = 79.5775 \text{ A/m} . \quad (3.6)$$

Z grafu v [10] je odečtená hodnota okolo 93 % počáteční permeability. Tento výpočet byl proveden pouze pro kontrolu a hodnota odečtená z grafu by platila v případě, že by cívkou tekla pouze stejnosměrný proud. Tato situace v bezporuchovém provozu této aplikace nenastane. Důležitější je ale určení střídavé magnetické indukce. Tato hodnota bude určena pro 2 kmitočty a to podle vztahu:

$$B_{MAX} = \frac{E \cdot 10^8}{4,44 \cdot A_e \cdot N \cdot f} , \quad (3.7)$$

kde E je efektivní hodnota napětí ve voltech, A_e je průřez jádra v cm², f je pracovní frekvence. Ostatní symboly byly vysvětleny výše. Hodnoty budou vypočteny pro kmitočty 40 kHz a 250 kHz. Kmitočet 40 kHz je v blízkosti mezního kmitočtu LC filtru určeného vztahem (3.3). Naopak kmitočet 250 kHz je kmitočet pilovitého signálu a tedy výstupní PWM modulace. Tyto výpočty zahrnují jistou rezervu a to z důvodu výpočtu magnetické indukce vždy pro jeden kmitočet o maximálním výkonu. Tedy v obou případech by zesilovač zpracovával pouze jednoduchý harmonický signál o daném kmitočtu. To je při praktickém používání zesilovače vyloučeno.

$$B_{MAX/40 \text{ kHz}} = \frac{7,75 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 0,242 \cdot 23 \cdot 40000} \doteq 784 \text{ Gauss} ,$$

$$B_{MAX/250 \text{ kHz}} = \frac{7,75 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 0,242 \cdot 23 \cdot 250000} \doteq 125 \text{ Gauss} .$$

Tato jednotka je opět využívána firmou Amidon v grafech. Pro odečítání z grafů je tedy nutné používat tyto jednotky. Převod na jednotky T (Tesla) je možný. Vztah mezi jednotkami Gauss a T je

$$1 \text{ T} = 10000 \text{ Gauss} . \quad (3.8)$$

Z těchto hodnot je v [10] možné odečíst poměrné hodnoty ztrátového výkonu v jádře (Core Loss). Pro $f = 40 \text{ kHz}$ je to hodnota 800 mW/cm³ a pro $f = 250 \text{ kHz}$ je odečtená hodnota přibližně 150 mW/cm³. Nyní je nutné určit plochu povrchu jádra.

$$S = 2 \cdot S_{mk} + S_{in} + S_{out} ,$$

kde S_{mk} je povrch mezikruží. Dále S_{in} je vnitřní obvodu a S_{out} je povrch venkovního obvodu,

$$S_{mk} = \pi \cdot (1,01^2 - 0,63^2) \doteq 1,95 \text{ cm}^2 ,$$

$$S_{in} = \pi \cdot 1,26 \cdot 0,64 \doteq 2,53 \text{ cm}^2 ,$$

$$S_{out} = \pi \cdot 2,02 \cdot 0,64 \doteq 4,06 \text{ cm}^2 ,$$

$$S = 2 \cdot S_{mk} + S_{in} + S_{out} = 2 \cdot 1,95 + 2,53 + 4,06 = 10,49 \text{ cm}^2 .$$

Celková plocha vybraného jádra tedy je $10,49 \text{ cm}^2$. Reálná hodnota je poněkud menší a závisí na zaplnění jádra cívkou. Celkové výkonové ztráty jsou tedy

$$P_{ZT} = P_{POM} \cdot V_e , \quad (3.9)$$

$$P_{ZT/40 \text{ kHz}} = P_{POM} \cdot V_e = 800 \cdot 1,246 = 996,8 \text{ mW} ,$$

$$P_{ZT/250 \text{ kHz}} = P_{POM} \cdot V_e = 150 \cdot 1,246 = 186,9 \text{ mW} .$$

Oteplení jádra vlivem ztrát, pokud budeme uvažovat 15 % zaplnění povrchu jádra drátem cívky, je potom

$$\Delta t = \left(\frac{P_{ZT}}{S \cdot 0,85} \right)^{0,833} , \quad (3.10)$$

kde P_{ZT} jsou celkové výkonové ztráty v mW a S je povrch mezikruží v cm^2 . Oteplení je tedy číselně

$$\Delta t_{40 \text{ kHz}} = \left(\frac{996,8}{10,49 \cdot 0,85} \right)^{0,833} = 50,85 \text{ } ^\circ\text{C} ,$$

$$\Delta t_{250 \text{ kHz}} = \left(\frac{186,9}{10,49 \cdot 0,85} \right)^{0,833} = 12,61 \text{ } ^\circ\text{C} .$$

Hodnota oteplení pro 40 kHz je téměř $51 \text{ } ^\circ\text{C}$, což je ale ještě výrobcem povolená hodnota. V opačném případě by bylo nutné zvolit větší jádro.

3.3.5 Měření indukčnosti cívek

Podle teorie uvedené v kapitole 3.3.4 byly zakoupeny jádra T 80-26 firmy Amidon. Na každé z těchto jader bylo navinuto 22 závitů lakovaného měděného vodiče o průměru 0,6 mm. Tyto cívky byly poté změřeny na LCRG metru BM591 vyráběným firmou TESLA. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulkách 3.2 a 3.3.

Naměřené hodnoty indukčností se od zadané hodnoty $L = 22 \text{ } \mu\text{H}$ liší. Proto je pro hodnotu, která se nejvíce odlišuje od vypočtené hodnoty, znovu vypočtena mezní frekvence výstupního LC filtru typu dolní propust. Největší odchylka naměřené indukčnosti od zadané je v případě, kdy je naměřená indukčnost rovna $L = 29 \text{ } \mu\text{H}$. Mezní kmitočet je potom

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{29 \cdot 10^{-6} \cdot 680 \cdot 10^{-9}}} = 35,84 \text{ kHz} .$$

Tab. 3.2: Naměřené hodnoty 1. cívky

| U [V] | f [Hz] | L [μH] |
|-------|--------|---------------|
| 1 | 100 | 29 |
| 1 | 1000 | 27,4 |
| 0,05 | 100 | 25 |
| 0,05 | 1000 | 23,6 |

Tab. 3.3: Naměřené hodnoty 2. cívky

| U [V] | f [Hz] | L [μH] |
|-------|--------|---------------|
| 1 | 100 | 29 |
| 1 | 1000 | 26,7 |
| 0,05 | 100 | 25 |
| 0,05 | 1000 | 23,1 |

3.4 Návrh DPS

Návrh desky plošného spoje je koncipován tak, aby bylo možné DPS zabudovat do krabičky KP6V. DPS je provedena jako jednostranná deska. Obsahuje 2 propojky, které přivádějí číslicový signál řídicí zesílení na vývody integrovaného obvodu TPA3122D2 ze vstupní svorky X1. Cívky L1 a L2 jsou umístěny co nejbližší integrovanému obvodu, aby vysokofrekvenční složky obdélníkového výstupního průběhu byly co nejméně vyzařovány do okolí. Konektory BNC přivádějící nízkofrekvenční signál do zesilovače jsou umístěny spolu se svorkovnicí X1 přivádějící řídicí číslicové signály a svorkovnicí pro napájení na straně jedné a na druhé straně jsou výstupní BNC konektory pro měření výstupního napětí na zátěži a za měřícím filtrem obou kanálů. Kondenzátory C19 a C20 slouží k potlačení rušení a proto jsou umístěny co nejbližší pouzdru integrovaného obvodu. Návrh plošného spoje je uveden v příloze A.2.

3.5 Měření prototypu zesilovače

Prototyp zesilovače byl nejprve sestaven na kontaktním poli pro ověření funkčnosti navrženého schématu. Na jeden ze vstupů zesilovače byl přiveden harmonický signál o frekvenci 1 kHz a napětí 30 mV. Vývod 2 integrovaného obvodu TPA3122D2 byl spojen se zemním potenciálem pro spuštění zesilovače. Zesílení bylo nastaveno na nejnižší hodnotu, tedy vývody GAIN0 a GAIN1 byly také přivedeny na nulový potenciál. Napájecí napětí bylo nastaveno na 15 V. Na příslušném výstupu zesilovače

byl osciloskopem měřen výstupní signál.

3.5.1 Řízení zesílení

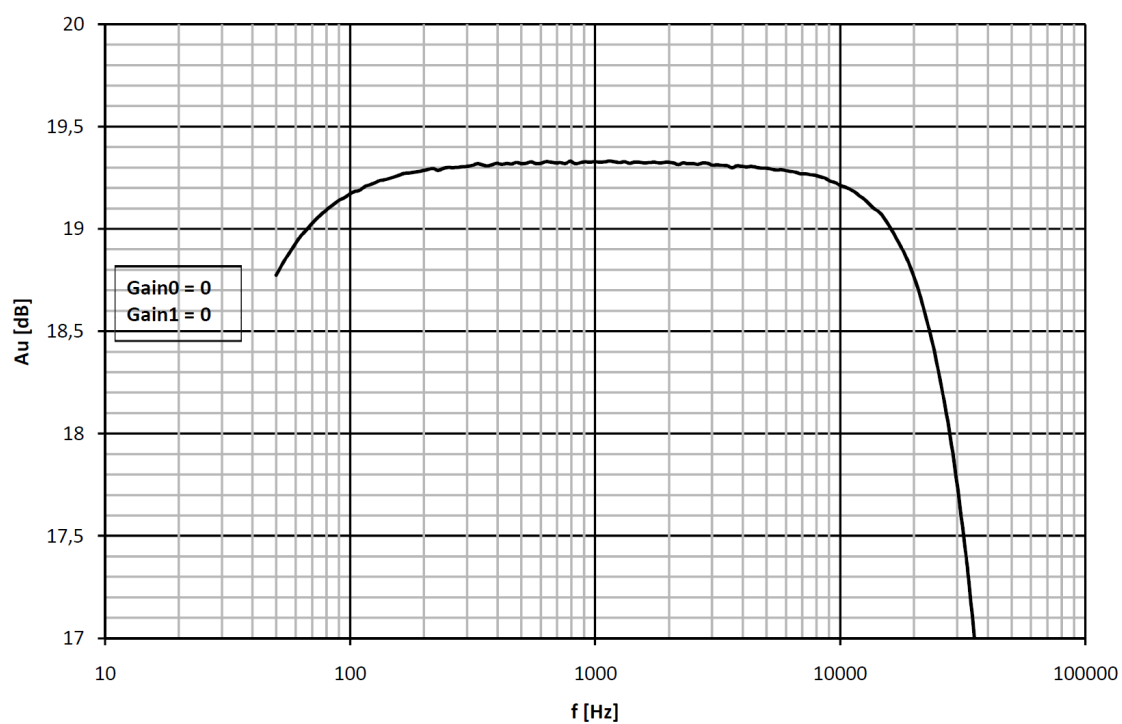
Dále byla ověřena možnost řízení zesílení pomocí logických úrovní na vývodech GAIN0 a GAIN1. V tabulce 3.4 jsou přehledně uvedeny logické úrovně na jednotlivých vývodech pro řízení zesílení společně s hodnotami zesílení udávanými v katalogovém listu obvodu TPA3122D2. Dále jsou v tabulce uvedeny naměřené hodnoty úrovně zesílení. Hodnoty ve sloupci A_{U_t} jsou hodnoty udávané v katalogovém listu a A_{U_z} jsou změřené hodnoty zesílení.

Tab. 3.4: Teoretické a změřené hodnoty zesílení

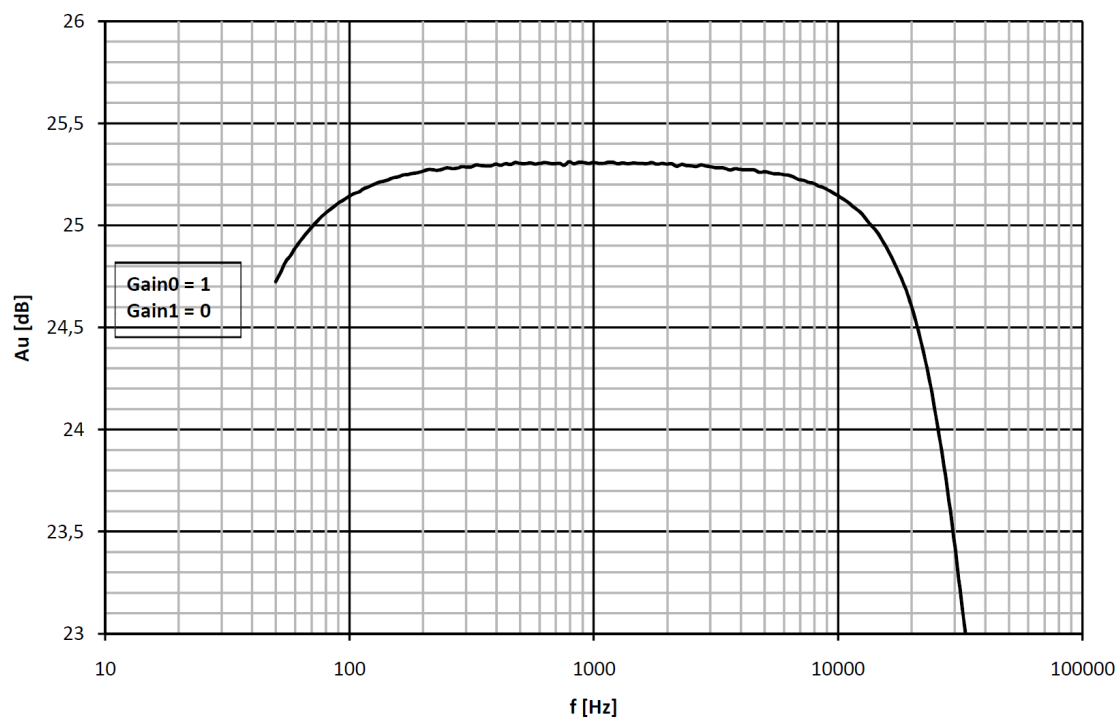
| $f = 1\text{ kHz}$ | | | |
|--------------------|-------|----------------|----------------|
| GAIN0 | GAIN1 | A_{U_t} [dB] | A_{U_z} [dB] |
| 0 | 0 | 20 | 19,33 |
| 0 | 1 | 26 | 25,30 |
| 1 | 0 | 32 | 31,28 |
| 1 | 1 | 36 | 35,41 |

3.5.2 Modulová přenosová charakteristika

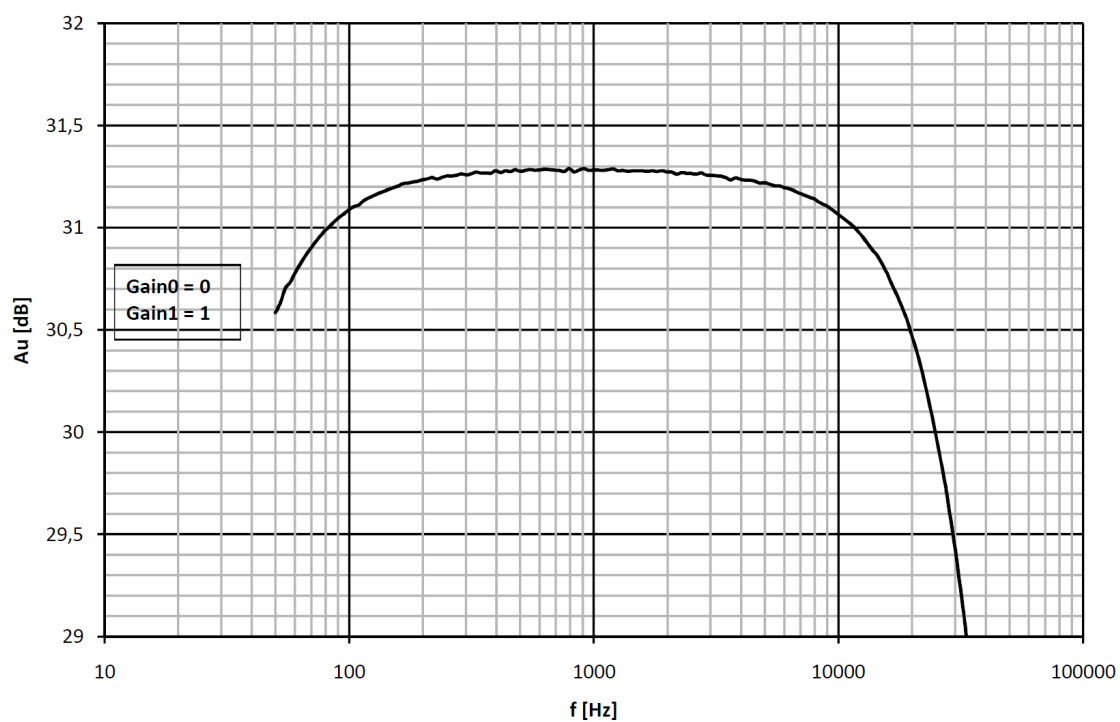
Na realizované DPS byla na jednom z kanálů měřena přenosová modulová charakteristika pro jednotlivé hodnoty zesílení. Naměřené charakteristiky jsou uvedeny níže. Napájecí napětí zdroje bylo 20 V a bylo po celou dobu měření konstantní. Na řídicí pin MUTE byla přivedena log. 0 a na negovaný řídicí vstup SD_NON byla přivedena log. 1 pro uvedení zesilovače do provozu. Při prvním měření bylo zesílení nastaveno na nejmenší hodnotu přivedením log. 0 na vstupy GAIN0 a GAIN1. Teoretická hodnota zisku podle katalogového listu je 20 dB. Změřená charakteristika je na obr. 3.3. Následně bylo zesílení změněno přivedením log. 1 na vstup GAIN0. Podle teoretických předpokladů mělo být zesílení v tomto případě 26 dB. Přenosová charakteristika je zobrazena na obr. 3.4. Před dalším měřením bylo zesílení změněno na teoretickou hodnotu 32 dB přivedením log. 0 na GAIN0 a log. 1 na GAIN1. Výsledek ukazuje obr. 3.5. Poslední přenosová charakteristika byla změřena pro maximální zisk, který byl nastaven přivedením log. 1 na vstupy GAIN0 a GAIN1. Katalogová hodnota zesílení je 36 dB. Všechny charakteristiky byly naměřeny s využitím automatizovaného měření v prostředí VEE Pro. Pro generování nf signálu byl použit generátor 33220A vyráběný firmou Agilent Technologies. Pro měření výstupního signálu byl využit spektrální analyzátor 35665A od firmy Hewlett-Packard.



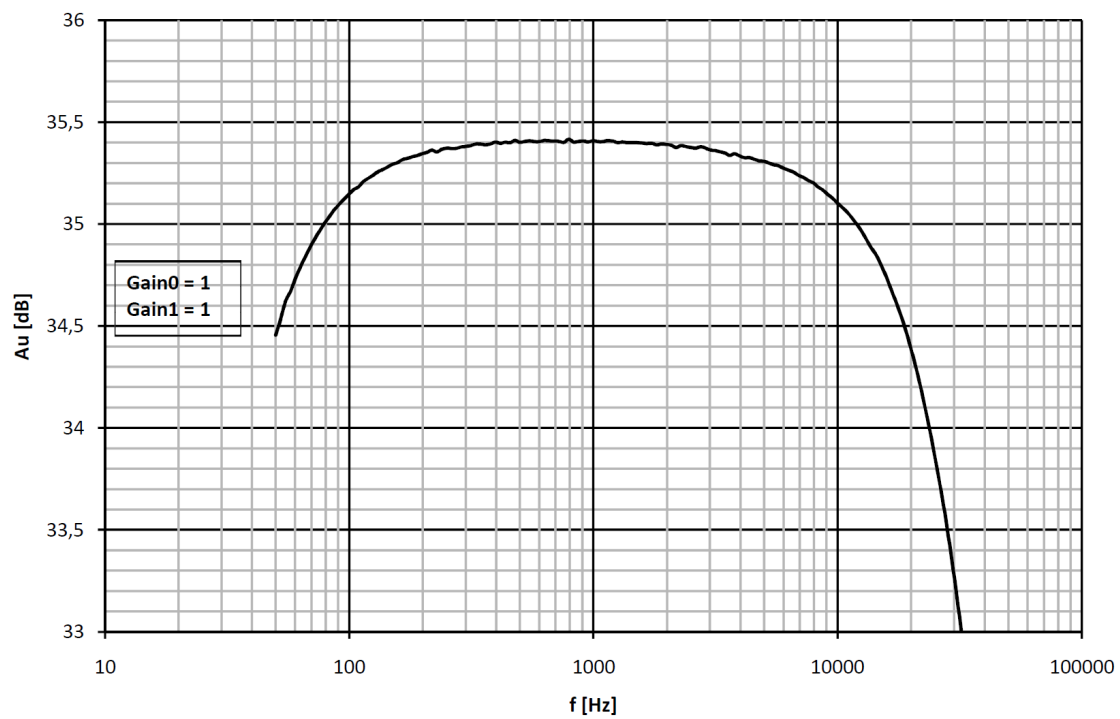
Obr. 3.3: Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 0 a Gain1 = 0



Obr. 3.4: Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 1 a Gain1 = 0



Obr. 3.5: Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 0 a Gain1 = 1

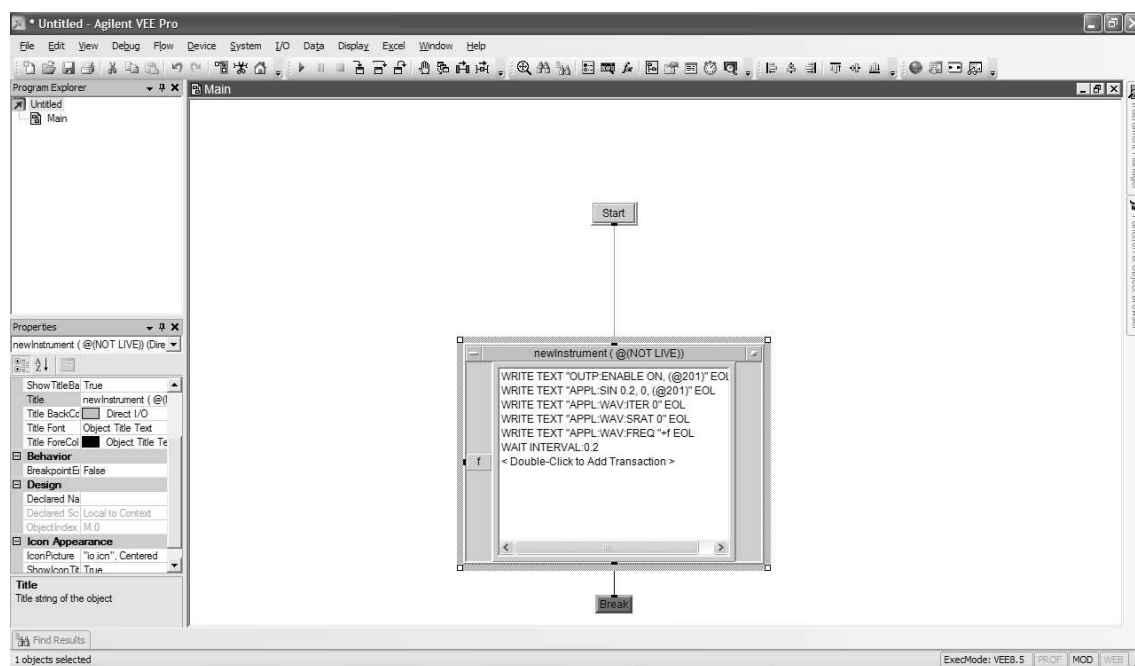


Obr. 3.6: Přenosová modulová charakteristika pro Gain0 = 1 a Gain1 = 1

4 NÁVRH AUTOMATIZOVANÉHO MĚŘENÍ

4.1 Popis prostředí VEE Pro

Program VEE Pro má za úkol umožnit rychlý návrh automatizovaných měřících pracovišť. Jde o produkt firmy Agilent Technologies, který komunikuje s měřicími přístroji prostřednictvím sběrnic RS-232, USB, GPIB a LAN [14]. Na obr. 4.1 je znázorněno prostředí VEE Pro, které je rozděleno do několika částí. Hlavní část tvoří okno s názvem Main, ve kterém se uskutečňuje grafický návrh automatizovaného měření. V levé horní části je okno s názvem Program Explorer, ve kterém jsou přehledně zobrazeny jednotlivé části projektu. V levé dolní části je okno Properties. V tomto okně je možné měnit vlastnosti daného vybraného objektu. Zde je možné měnit například barvu, velikost textu, font textu nebo např. název vybraného okna. Nad těmito okny je lišta nabídek společně s lištami nástrojů pro rychlejší návrh automatizovaného měření. V hlavním okně se vytváří samotný ovládací program měření. V tomto případě je zde pouze objekt **Direct I/O** s příkazy pro zařízení pojmenované newInstrument. Příkazy zapsané v tomto objektu se vykonávají sekvencně, tedy tak, jak jdou za sebou. Po výkonu těchto příkazů se měření zastaví objektem Break. Celý program se spouští objektem Start, který je možné nalézt v nabídce Flow. V této nabídce jsou umístěny objekty pro řízení chodu programu (např. různé podmínky).



Obr. 4.1: Ukázka prostředí VEE Pro

4.2 Popis akviziční jednotky U2351

Jednotka U2351 firmy Agilent patří mezi multifunkční jednotky pro sběr dat (DAQ - data acquisition). Tato jednotka je ovládána pomocí PC přes USB sběrnici. Ovládání probíhá pomocí jazyka SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments) a má svá specifika. Mezi základní technické údaje patří až 16 analogových vstupů vzorkovaných 250 kSa/s, 2 analogové výstupní kanály s maximální četností obnovení 1 MSa/s, číslicový 24 bitový programovatelný vstup/výstup, digitální čítač, analogové a digitální spouštění.

4.2.1 Specifikace jazyka SCPI

Programovací jazyk SCPI, jak už vyplývá ze zkratky, byl vyvinut pro testovací a měřicí přístroje. SCPI příkazy definují komunikaci s přístrojem pomocí různých typů sběrnic. SCPI příkazy jsou založeny na hierarchické struktuře. Příklad převzatý z [12] je uveden níže.

```
SOURce
  :VOLTage
    [:LEVel] <value>, <ch_list>
    [:LEVel]? <ch_list>
```

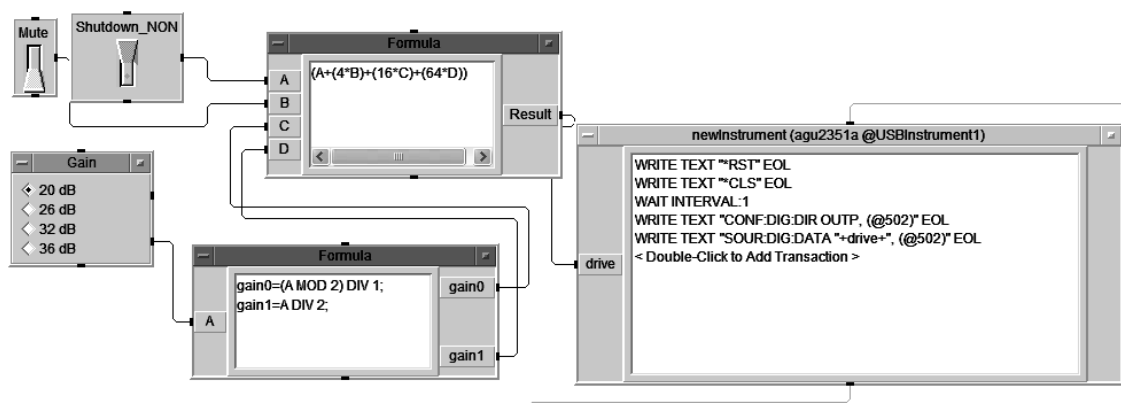
SOURce je kořenový příkaz, příkaz VOLTage je příkaz druhé úrovně a LEVel je příkaz třetí úrovně. Dvojtečka (:) je oddělovač mezi úrovněmi příkazů, jak je naznačeno v příkladu výše. Zdrojový kód je možné psát zkráceným zápisem příkazů, pro lepší přehlednost a kratší kód. Naopak výhodou zápisu plného kódu je snazší pochopení kódu. Na příkladu je naznačeno jak je možné zapsat příkaz **Source**, který je možné zapsat jako **SOUR** nebo **source**. Je možné kombinovat velká a malá písmena. Není tedy rozdíl mezi příkazy **SOUR** a **sour**.

4.3 Návrh měření v prostředí VEE

Pro všechna navrhovaná měření je využívána akviziční jednotka U2351 popsaná výše. Popisy jednotlivých automatizovaných měření daných parametrů zesilovače jsou uvedeny v následujících kapitolách. U měření, jejichž výstupem byl graf, je vždy pro ilustraci uvedena naměřená charakteristika. Další charakteristiky naměřené pomocí realizovaných automatizovaných měření jsou uvedeny v příloze C.

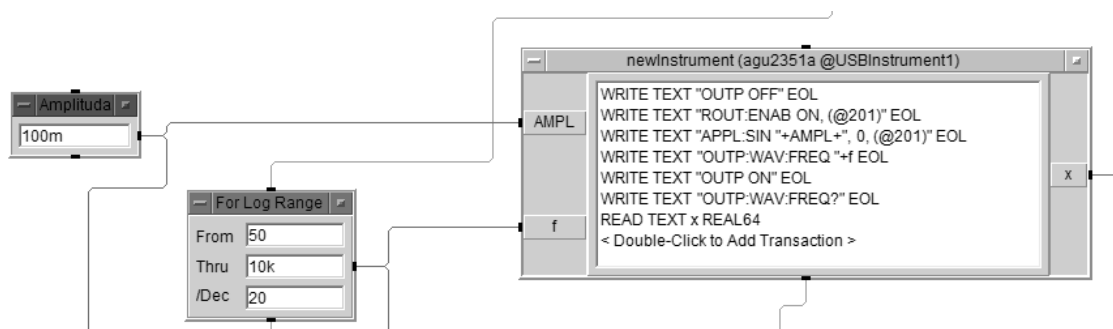
4.3.1 Měření přenosové modulové charakteristiky

Pro měření modulové přenosové kmitočtové charakteristiky je nejprve nutné nastavit řídicí bity pro spuštění zesilovače a nastavení jeho zesílení. To je zajištěno nastavením digitálního portu 502 jak ukazuje obr. 4.2. Před samotným nastavením řídicích bitů je akviziční jednotka resetována. Ve 4. řádku je digitální port 502 nastaven jako výstupní a v následujícím řádku je nastavena jeho hodnota. Dále je třeba generovat z



Obr. 4.2: nastavení řídicích bitů

analogového výstupního portu nízkofrekvenční signál. Ten je možné generovat pouze v rozsahu 10 Hz až 10 kHz, takže nepostihne celé audio pásmo sahající až do 20 kHz. Nastavení sinusového výstupního signálu je uvedeno na obr. 4.3. Na prvním řádku je deaktivován výstup, protože v opačném případě není možné přenastavit parametry výstupního signálu. Dále je aktivován port 201, nastaven sinusový průběh o určité amplitudě a nulovém offsetu, zadána frekvence a aktivován výstup.



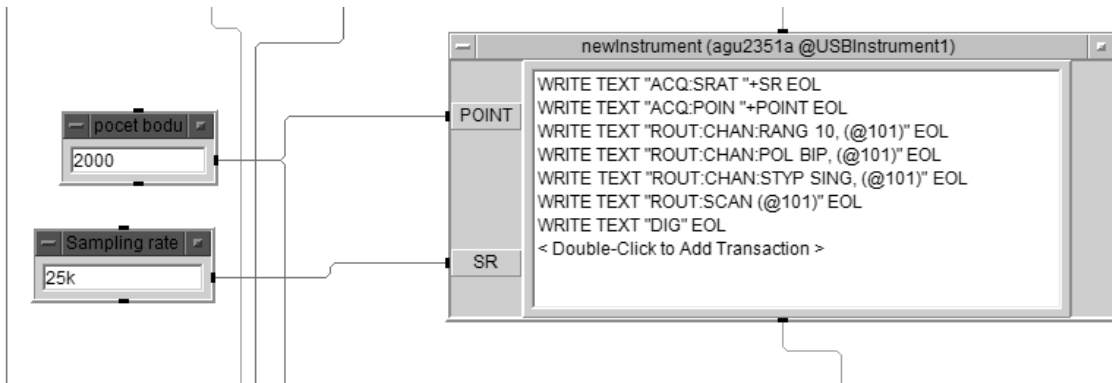
Obr. 4.3: Nastavení sinusového výstupního signálu z U2351

V každém kroku nastavení vstupní frekvence je nutné využít analogového vstupního portu 101 pro vzorkování výstupního signálu zesilovače. Samozřejmostí je do-

držení vzorkovacího teorému:

$$f_{\max} = \frac{f_{vz}}{2}, \quad (4.1)$$

kde f_{\max} je maximální frekvence vzorkovaného signálu a f_{vz} je vzorkovací kmitočet. V tomto případě je maximální frekvence vzorkovaného signálu 10 kHz. Minimální vzorkovací kmitočet je tedy 20 kHz. Na obr. 4.4 je uvedeno nastavení sběru dat z portu 101. Příkaz `ACQ:SRAT xxx` nastaví vzorkovací kmitočet na požadovanou hodnotu, dále `ACQ:POIN xxx` udává počet vzorkovaných bodů a alokuje v paměti FIFO potřebnou část paměti. Následující příkaz nastavuje rozsah hodnot napětí na portu 101 a určuje, zda jde o bipolární nebo unipolární signál.



Obr. 4.4: Nastavení vzorkování vstupního signálu

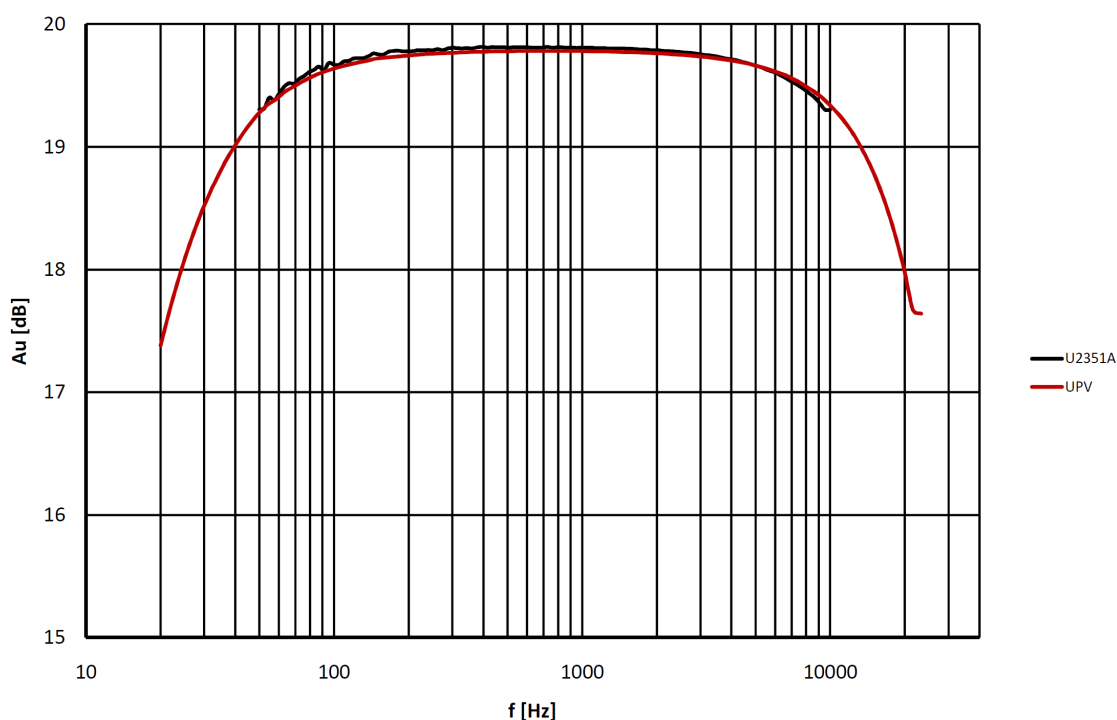
Data vyčtená do PC je nutné upravit, protože každý vzorek (vzorky jsou 16-ti bitové) vstupního signálu je v 8-mi bitové paměti rozdělen na vyšší byte (MSB) a nižší byte (LSB). Situaci komplikuje fakt, že se jedná o znaménkové hodnoty. Je tedy nejprve nutné vždy dva po sobě vyčtené vzorky spojit pomocí vztahu $H = 256 \cdot \text{MSB} + \text{LSB}$ a následně převést na dekadickou hodnotu. Jelikož se jedná o dvojkový doplněk, musejí být odlišně zpracovány kladné a záporné hodnoty. Pomocí objektů **Formula** a **If/Then/Else** je vymaskován nejvýznamnější bit a porovnán s hodnotou 1. Pokud je různý od jedné, jde o kladné číslo a pro převod na napětí je možné využít vztah 4.2, kde R je zvolený rozsah vstupních napětí, H je hodnota vzorku. Pro převod záporného čísla je nutné vzorek (bez znaménkového bitu) odečíst od hodnoty 2^{15} a přidat znaménko mínus. Následně je možné využít vztah 4.2.

$$U = \frac{2 \cdot R}{2^{16}} \cdot H \quad (4.2)$$

Ze vzorků je dále vypočtena efektivní hodnota vzorkovaného signálu s využitím vestavěné funkce `rms(x)` a z ní přenos pomocí (2.4), který je uveden v teoretické části. Výsledky těchto operací je nutné shromažďovat pomocí objektu `Collector`. Ten

z těchto dat vytvoří jednorozměrné pole, které je zobrazeno objektem **X vs. Y Plot**. Na osu X tohoto objektu je vynášena frekvence a na osu Y odpovídající přenos.

Přenosová kmitočtová charakteristika změřena pomocí tohoto automatizovaného měření pro zesílení 20 dB je uvedena na obr. 4.5. Pro všechna měření byl nastaven vzorkovací kmitočet na 100 kHz, počet vzorkovaných bodů 10 000. Frekvenční rozsah byl nastaven v rozmezí 50 Hz ÷ 10 kHz s 50 body na dekádu. Pro srovnání jsou společně s nimi v grafech znázorněny přenosové charakteristiky změřené pomocí měřicího přístroje UPV od firmy Rohde&Schwarz.



Obr. 4.5: Přenosová charakteristika pro $\text{gain1}=0$ a $\text{gain0}=0$ (20 dB)

4.3.2 Měření přeslechů

Měření přeslechů je navrženo tak, že je nejprve proměřena frekvenční charakteristika výstupního napětí buzeného kanálu vztažená k $1 \mu\text{V}$ při konstantní amplitudě. Při té samé amplitudě je poté měřena frekvenční charakteristika druhého (nebuzeného) kanálu, která je rovněž vztažena k $1 \mu\text{V}$. Pro výpočet přeslechů v dB už potom jen stačí pro každou frekvenci odečíst odpovídající si hodnoty výstupních napětí.

Po samotné inicializaci akviziční jednotky a nastavení řídicích bitů zesilovače je měřena přenosová charakteristika způsobem uvedeným v 4.3.1. Protože je však měření podle [15] prováděno selektivně, musí být výstupní signál zesilovače filtrován

úzkopásmovou propustí. Filtr je zde realizován okénkovou funkcí. Výstupní vzorkovaný signál zesilovače je tedy převeden do oblasti kmitočtové, kde je násoben touto okénkovou funkcí. Spolu se změnou frekvence musí být „přeladována“ i okénková funkce. Pro tuto potřebu je z nastavené frekvence, vzorkovacího kmitočtu a počtu vzorků vypočteno pořadí koeficientu ve frekvenční oblasti a to pomocí (4.3), kde n je hledané pořadí koeficientu ve spektru, f je nastavená frekvence budícího signálu zesilovače, f_{vz} je vzorkovací kmitočet a PV je počet vzorků, které budou vzorkovány. Poměr f_{vz}/PV udává frekvenční rozlišení, které je pro vzorkovací kmitočet 100 kHz a počet vzorků 10 000 roven 10 Hz.

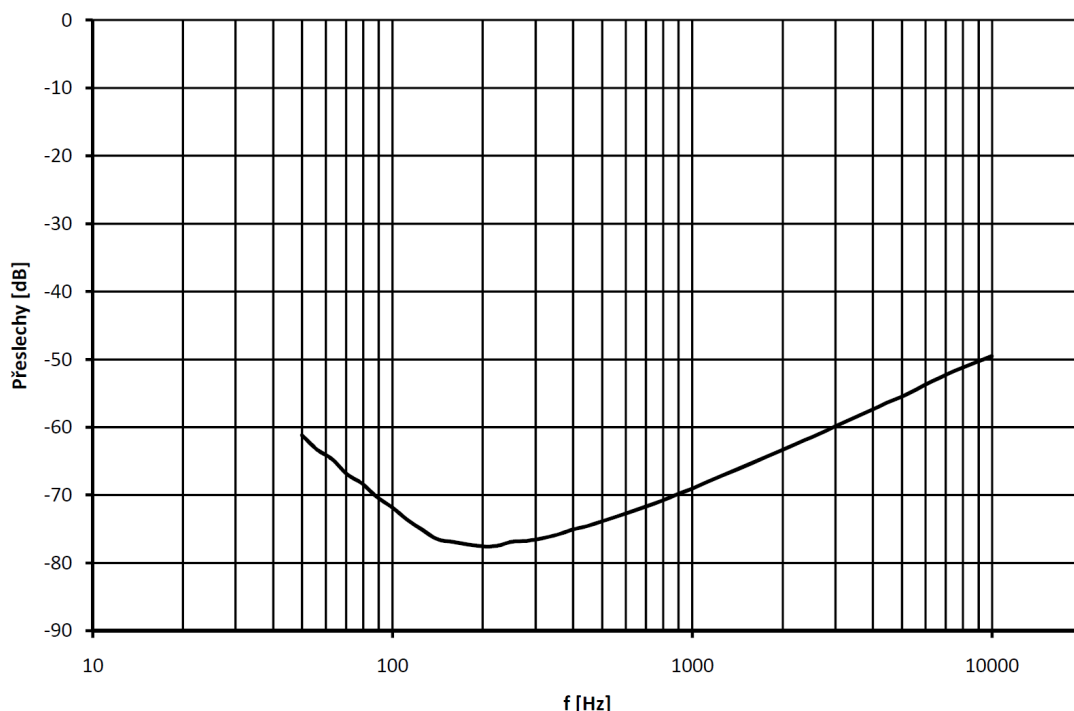
$$n = \frac{f}{f_{vz}/PV} \quad (4.3)$$

Poté je pomocí objektu **Alocate Array** vytvořeno jednodimenzionální pole o počtu prvků rovnému polovině nastaveného počtu vzorků. To proto, že vestavěná funkce **fft(x)** vypočte frekvenční koeficienty a vrátí pouze polovinu frekvenční charakteristiky, která je souměrná podle poloviny vzorkovacího kmitočtu a je tedy zbytečné alokovat tak velké pole. Vytvořené jednodimenzionální pole je naplněno nulami a uloženo do globální proměnné **filtr**. S využitím vypočteného pořadí koeficientu ve spektru právě zadané frekvence je vytvořena úzkopásmová propust (několik vzorků okolo tohoto koeficientu). Tato okénková funkce je tedy polem obsahujícím samé nuly a v úzkém rozmezí jsou tyto nuly přepsány na hodnotu 1. Filtrace probíhá tak, že je vynásobena okénková funkce se spektrem výstupního signálu. Po této „filtraci“ je signál převeden zpět do časové oblasti pomocí funkce **ifft(x)** a vypočtena jeho efektivní hodnota s využitím funkce **rms(x)**. Efektivní hodnota napětí na výstupu zesilovače pro každou zadanou frekvenci je vztažena k hodnotě 1 dB μ V a uložena do pole výstupních dat.

Po změření celé frekvenční charakteristiky je program pozastaven uživatelskou funkcí, uvnitř které je objekt **Confirm (OK)**. Ten se v momentě, kdy je doměřena frekvenční charakteristika, objeví a celý program čeká, než obsluha měření přepojí kabel z buzeného kanálu na nebuzený a stiskne tlačítko OK. Poté se měří frekvenční charakteristika nebuzeného kanálu způsobem identickým s výše uvedeným.

Naměřené hodnoty buzeného a nebuzeného kanálu (jde o dvě jednorozměrná pole) jsou dále zpracovány tak, že jsou jednotlivé odpovídající si vzorky v polích od sebe odečteny. Rozdíly těchto hodnot udávají přímo velikost přeslechů. Příklad naměřené charakteristiky konstruovaného zesilovače je uveden na obr. 4.6.

Tím, že jsou oba signály (z buzeného kanálu a nebuzeného) filtrovány úzkopásmovou propustí má podle [15] za následek, že jsou přeslechy měřeny na úrovni nebo dokonce pod úrovní širokopásmového šumu. To respektuje fakt, že lidské ucho je schopno rozlišit koherentní signál (např. sinusový signál) o amplitudě dokonce 10 dB až 20 dB pod úrovní širokopásmového šumu.



Obr. 4.6: Závislost přeslechů na frekvenci pro zesílení 20 dB

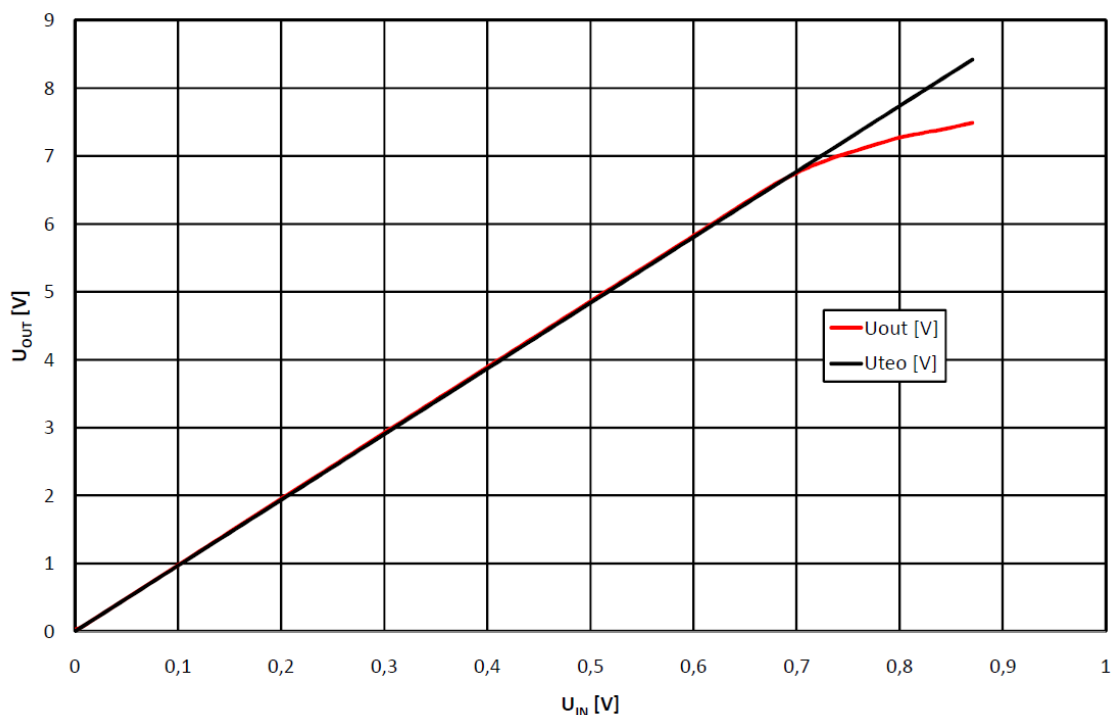
4.3.3 Měření převodní charakteristiky a 1dB komprese

Pro měření převodní charakteristiky byl využit program pro měření přenosové frekvenční charakteristiky. Cyklus pro nastavování kmitočtu byl nahrazen cyklem pro nastavování vstupní amplitudy signálu. V tomto případě šlo pouze o 2 hodnoty vstupního napětí pro zjištění strmosti převodní charakteristiky. Zjištěná hodnota strmosti byla uložena do globální proměnné s názvem **strmost**. Program dále pokračuje cyklem, ve kterém probíhá měření výstupního napětí zesilovače v rozsahu vstupních napětí 1 mV až 1,3 V. Současně s měřením výstupního napětí zesilovače a určením jeho efektivní hodnoty jsou počítány odpovídající teoretické efektivní hodnoty výstupního napětí. Tyto hodnoty jsou vykreslovány společně do objektu **X vs. Y Plot**, kde na vodorovnou osu jsou vynášeny odpovídající hodnoty vstupního napětí. Kromě grafického znázornění výsledků program počítá odchylku naměřené hodnoty od teoretické a pomocí objektu **If/Then/Else** je tato odchylka srovnávána s hodnotou 1 dB. Při překročení této hodnoty se program ukončí.

Pro výpočet odchylky v dB je využit následující vztah

$$C = 20 \cdot \log \left(\frac{U_T}{U_M} \right), \quad (4.4)$$

kde C je hodnota odchylky v dB, U_T je teoretická hodnota výstupního napětí zesilovače pro danou hodnotu vstupního napětí a U_M je změřená hodnota výstupního



Obr. 4.7: Změřená závislost výstupního napětí na vstupním pro zesílení 20 dB

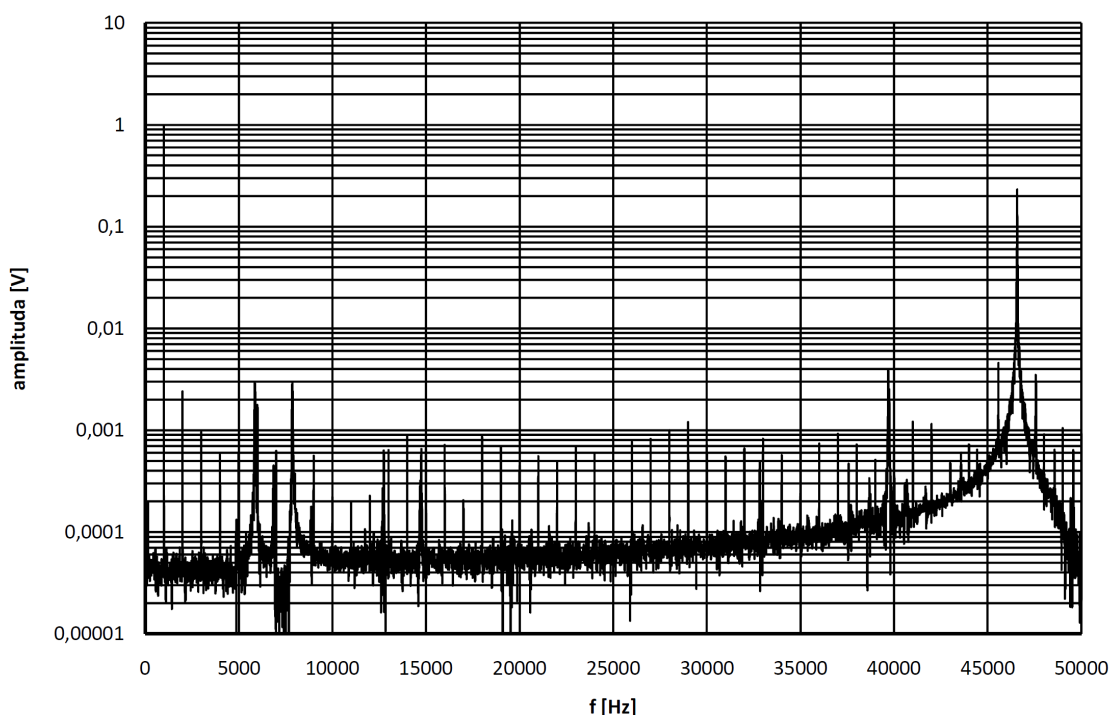
napětí zesilovače. Příklad naměřené převodní charakteristiky realizovaného zesilovače je pro zesílení nastavené na 20 dB uvedena na obr. 4.7. Program je nastaven tak, aby při 1 dB odchylce teoretické hodnoty od naměřené ukončil měření. Na obr. 4.7 tedy charakteristika končí právě tímto bodem, který je označován jako bod 1dB komprese. Z tohoto grafu je patrné, že převodní charakteristika je lineární. V bodě, kdy lineární přestává být dochází k limitaci výstupního signálu zesilovače.

4.3.4 Měření spektra výstupního signálu

Pro měření spektra výstupního signálu je možné využít program pro měření frekvenční modulové charakteristiky. Je nutné odebrat smyčku pro zadávání frekvencí. Zpracování vyčtených dat z akviziční jednotky je obdobné. Jen je nutné po převedení vzorků na hodnoty napětí vypočítat spektrum pomocí vestavěné funkce `fft(x)`, která z časových vzorků výstupního signálu zesilovače vypočte vzorky frekvenční pomocí rychlé Fourierovy transformace. Pro výpočet FFT z diskrétního signálu (kterým vzorkovaný výstupní signál zesilovače je) je nutné respektovat, že pro správný výpočet spektra signálu musí do výpočtu FFT vstupovat celistvý násobek period vzorkovaného signálu. Blíže se tímto problémem zabývá kapitola 2.7.

Protože ale výsledkem FFT jsou komplexní frekvenční koeficienty, je následně nutné vypočíst velikosti vzorků pomocí funkce `abs(x)`. Pro správné zobrazení veli-

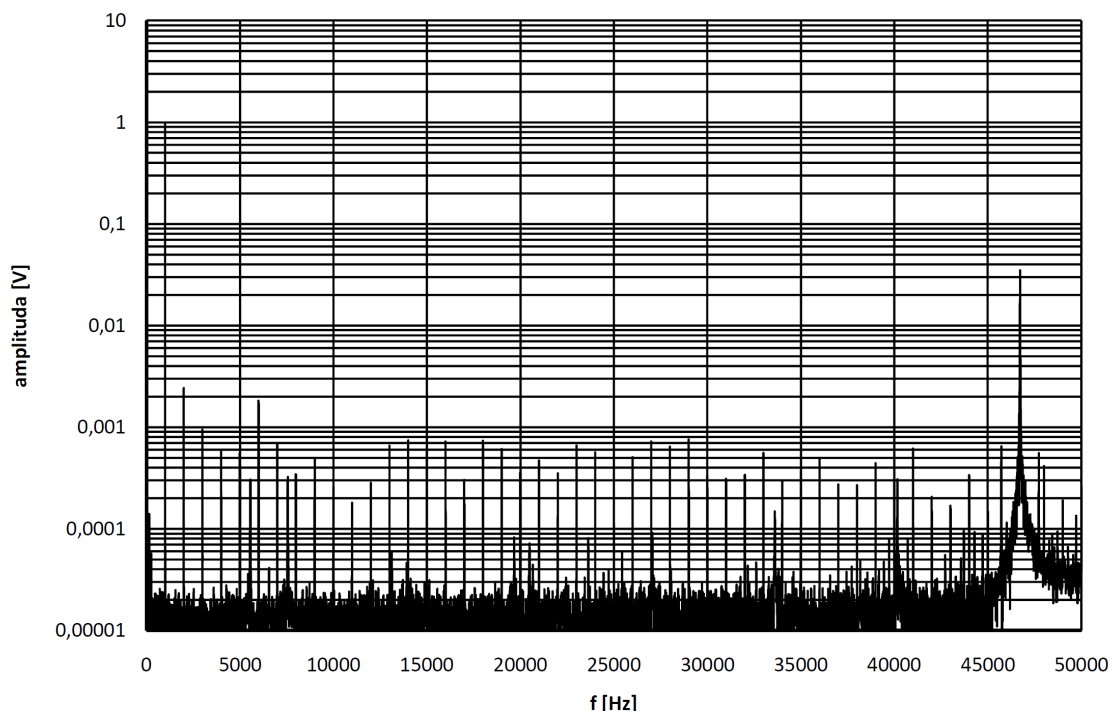
kosti frekvenčních koeficientů je nutné všechny hodnoty dále dělit počtem vzorků a násobit dvěma. Výsledek je opět zobrazen v objektu **X vs. Y Plot**.



Obr. 4.8: Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 20 dB

Na obr. 4.8 a obr. 4.9 jsou uvedena naměřená spektra před měřicím filtrem a za měřicím filtrem. Zesilovač byl při tomto měření buzen signálem o frekvenci 1 kHz a amplitudou 100 mV. Ve spektru je dobře patrná základní harmonická o kmitočtu 1 kHz a velikosti 1 V. Tyto hodnoty přesně odpovídají teoretickým předpokladům. Dále je na těchto obrázcích patrný vznik vyšších harmonických výstupního signálu. Od 5 kHz se bohužel ve spektru objevují i jiné než harmonické signály, z nichž nejmarkantnější je signál o frekvenci cca 46,5 kHz. Tato spektrální složka se zde objevuje z důvodu vzorkování výstupního signálu diskrétně v čase a použitím audio zesilovače pracujícího ve třídě D.

Signál o zmíněném kmitočtu vznikne směřováním spínacího signálu integrovaného obvodu TPA3122D2, který má podle katalogového listu kmitočty mezi 230 kHz a 270 kHz, a vzorkovacího kmitočtu akviziční jednotky. Vzorkovací kmitočet akviziční jednotky proto musel být volen vhodně, aby produkty směřování těchto dvou kmitočtů nezasahovaly do audio pásma a nezkreslovaly tak dosažené výsledky. Proto byl vzorkovací kmitočet akviziční jednotky zvolen na hodnotu 100 kHz. Možné směšovací produkty, které mohou vzniknout jsou dány vztahem (4.5), kde f_1 je spínací



Obr. 4.9: Spektrum výstupního signálu zesilovače za měřicím filtrem pro zesílení 20 dB

kmitočet f_1 , f_2 je vzorkovací kmitočet akviziční jednotky a m, n jsou celá čísla.

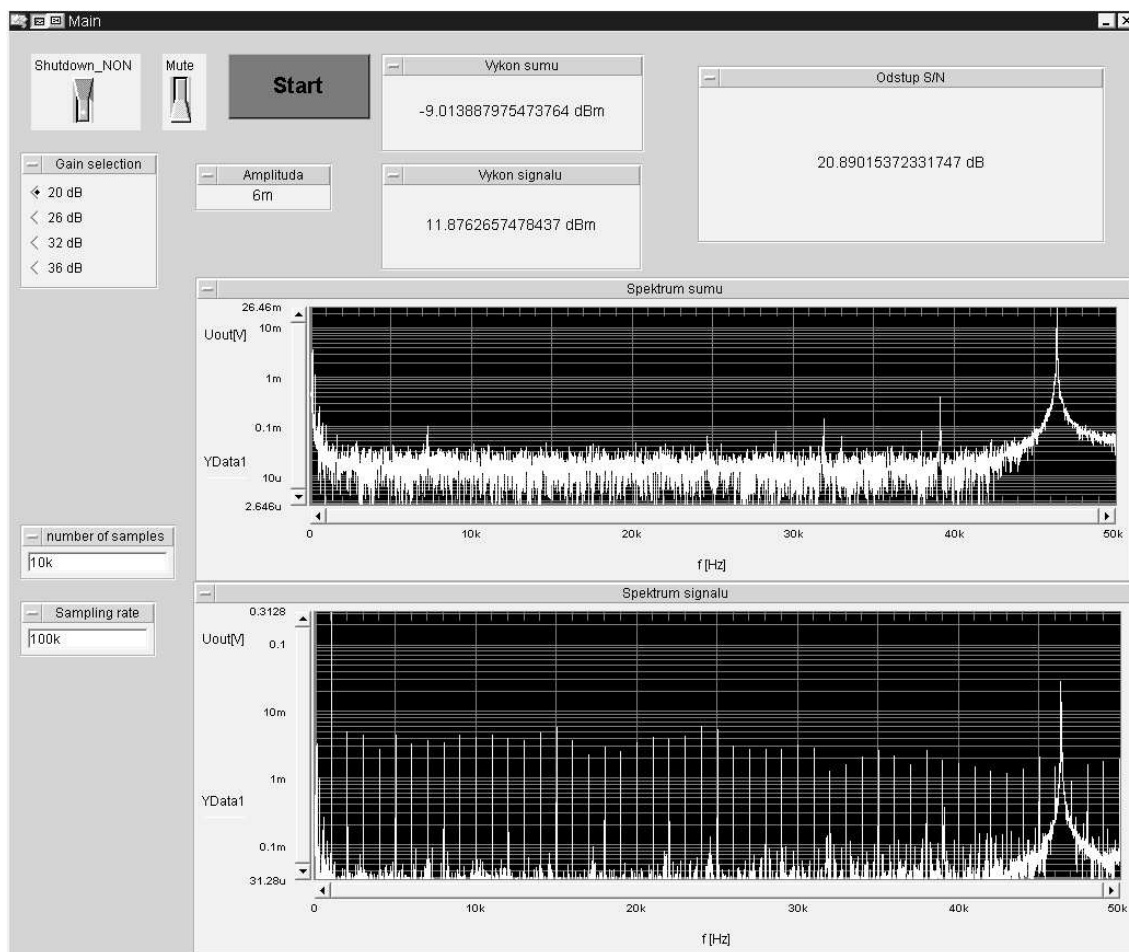
$$f_m = \pm m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2 \quad (4.5)$$

Tohoto nežádoucího efektu ale může být využito při laboratorních měřeních v předmětu Radioelektronická měření k demonstraci vzniku nechtěných kombinačních složek signálů. Dalším využitím tohoto jevu může být přibližné určení spínacího kmitočtu integrovaného obvodu. Tento spínací kmitočet se musí pohybovat ve výše uvedeném rozmezí a proto jediná možná kombinace je $m=1$ a $n=-2$. Po vyjádření f_1 z rovnice (4.5) a dosazení je spínací kmitočet integrovaného obvodu přibližně 246,5 kHz.

4.3.5 Měření citlivosti

Měřením citlivosti se zde myslí určení hodnoty napětí vstupního signálu zesilovače, při kterém bude na výstupu vybuzen signál o hodnotě o 20 dB větší než je hodnota šumu. Po inicializaci jednotky U2351 a nastavení řídicích bitů pro uvedení zesilovače do pracovního režimu je nejprve měřena velikost šumu na výstupu zesilovače. Pro tuto část měření není vůbec generován vstupní signál zesilovače a je pouze měřen jeho výstupní signál, ze kterého je vypočtena efektivní hodnota a výkon šumu na

výstupu. Výkon je normován k hodnotě 1 dBm. Po zjištění této hodnoty program pokračuje nekonečnou smyčkou, ve které je generován signál o frekvenci 1 kHz a amplitudě, která je uložena v globální proměnné **amplituda**. Na začátku samotného programu je do této proměnné uložena hodnota 1 mV. Po navzorkování a zpracování výstupního signálu je vypočtena jeho efektivní hodnota a výkon vztažený opět k 1 dBm. Dále jsou od sebe odečítány hodnoty výkonu signálu a hodnoty výkonu šumu a v objektu **If/Then/Else** porovnává se, zda je tento rozdíl větší nebo roven hodnotě 20 dB. Pokud je tento rozdíl menší než 20 dB, je k proměnné **amplituda** přičtena hodnota 1 mV a program pokračuje generací vstupního signálu zesilovače se zvýšenou hodnotou amplitudy. Znovu se měří výkon signálu na výstupu zesilovače a porovnává se. Pokud je však rozdíl výkonu výstupního signálu a výkonu šumu větší nebo roven hodnotě 20 dB, je program ukončen objektem **Break**. Kopie obrazovky z průběhu měření je uvedena na obr. 4.10.



Obr. 4.10: Příklad měření citlivosti

Program kromě výše zmíněného pro kontrolu počítá spektrum šumu na výstupu zesilovače a spektrum výstupního signálu. V levé horní části obrazovky jsou jednot-

livé řídicí prvky pro uvedení zesilovače do pracovního režimu a nastavení zesílení. V levé dolní části je potom možné měnit hodnoty vzorkovacího kmitočtu a počtu vzorků, které budou uloženy. Nad průběhy spekter šumu a signálu je programem vypsán výkon šumu na výstupu zesilovače pro nulový vstupní signál a dále pro každý krok hodnoty amplitudy vstupního signálu zesilovače, výkonu signálu na výstupu zesilovače a odpovídající hodnota odstupů S/N.

4.3.6 Frekvenční závislost SNR

Měření odstupů signálu od šumu probíhá tak, že pro každou frekvenci v zadaném frekvenčním rozsahu jsou generovány dvě hodnoty vstupních signálů zesilovače. Je to hodnota 0 V pro měření šumového výstupního signálu zesilovače. Druhou hodnotou pro určení poměru S/N je hodnota pro jmenovitý výkon zesilovače. V tomto smyslu není zesilovač vybuzen na hodnotu výkonu udávaného v katalogu pro 10% THD+N, ale na hodnotu poněkud nižší. Hodnota výstupního výkonu zesilovače pro měření SNR byla určena na hodnotu 10 W. Tato hodnota byla určena z charakteristiky uvedené na obr. 4.14 jako maximální hodnota výstupního výkonu, kdy je THD+N nízké. Generování signálu a vzorkování výstupního signálu je zpracováno obdobně s výše uvedenými měřeními. Měření výstupního signálu zesilovače, pokud zesilovač není buzen, má být prováděno podle [15] širokopásmově (audio pásmo 20 Hz až 20 kHz). Naproti tomu výstupní signál zesilovače, pokud je zesilovač vybuzen, se provádí selektivně. Využívá se úzkopásmová propust naladěná na kmitočet generátoru. Tomu je přizpůsobeno zpracování výstupního signálu.

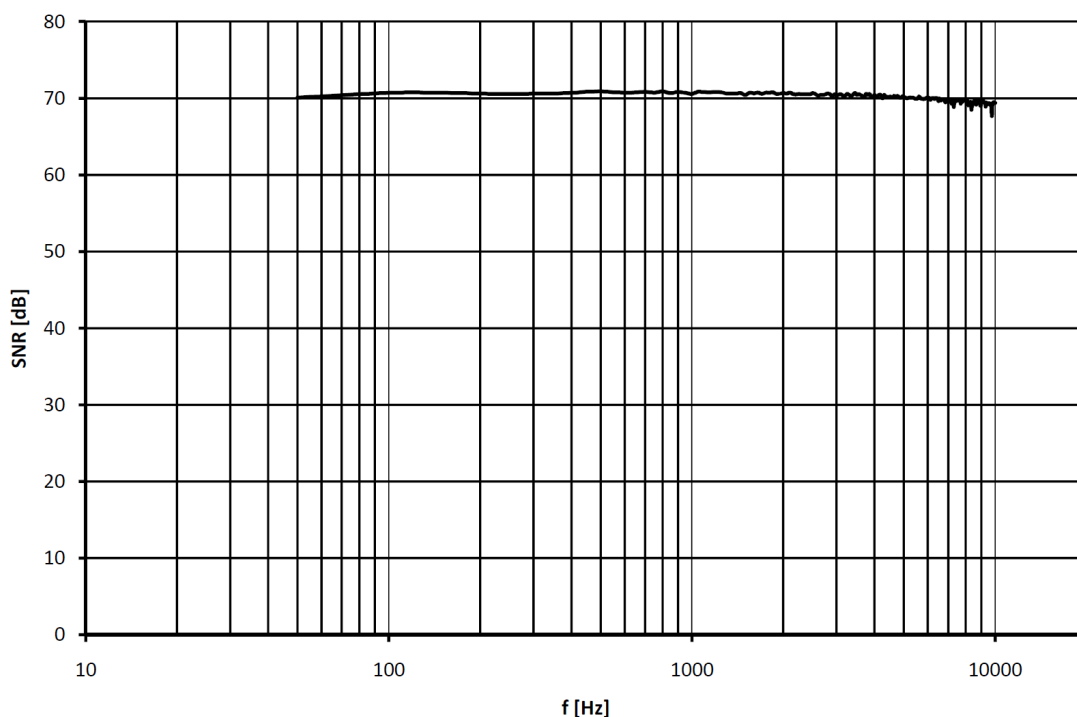
Pokud není zesilovač buzen, je výstupní signál vzorkován, převeden do kmitočtové oblasti pomocí funkce `fft(x)`. V této podobě je „filtrován“ (násoben) okénkovou funkcí, která odpovídá pásmové propusti 20 Hz až 20 kHz. Po této úpravě je signál převeden zpět do časové oblasti pomocí funkce `ifft(x)` a je vypočtena jeho efektivní hodnota. „Okénková funkce“ je generována pomocí objektu **Alocate Array**, jako jednodimenzionální pole naplněné nulovými prvky. Toto pole je dále upraveno tak, aby v kmitočtové oblasti postihlo pouze audio pásmo, tzn. dané prvky pole jsou přepsány na hodnotu 1.

Pro měření výstupního signálu vybuzeného zesilovače je použita také okénková funkce, avšak poněkud jiná. Signál je opět po vyčtení z jednotky převeden do kmitočtové oblasti. V tomto případě je však z okamžité frekvence, vzorkovacího kmitočtu a počtu prvků vypočteno pořadí daného frekvenčního koeficientu v poli. V okolí tohoto koeficientu (o 5 koeficientů zpět a o 5 vpřed) jsou nulové hodnoty pole přespány na hodnotu 1. Tím je získána úzkopásmová propust. Takto upravený signál je převeden zpět do časové oblasti, kde je opět vypočtena jeho efektivní hodnota. Samotný výpočet SNR je potom dán vztahem (4.6), kde U_S je efektivní hodnota sig-

nálu a U_N je efektivní hodnota šumu. Aby výsledkem výpočtu pořadí frekvenčního koeficientu bylo celé číslo, bylo nutné pro cyklus generování frekvencí použít objekt **For Range**, na rozdíl od objektu **For Log Range**, což poměrně značně prodlužuje čas měření.

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{U_S}{U_N} \right) \quad (4.6)$$

Při vzorkování výstupního signálu nebuzeého zesilovače je očekávané výstupní napětí nízké a proto je v programu snížen rozsah vstupního napětí na nejnižší možnou hodnotu ($\pm 1,25$ V). Pro buzeý zesilovač je hodnota nastavena zpět na hodnotu ± 10 V. Aby bylo možné takto měnit rozsah, je deklarována globální proměnná **range**, do které je zapisována požadovaná hodnota, která je posléze nastavena v akvizici jednotce. Naměřená charakteristika pro zesílení 20 dB je uvedena na obr. 4.11.



Obr. 4.11: Změřená závislost SNR na frekvenci pro zesílení 20 dB

4.3.7 Měření účinnosti v závislosti na výstupním výkonu

Pro měření účinnosti je třeba kromě čtení řízení akvizici jednotky U2351 také ovládat napájecí zdroj. Měření do jisté míry vychází z měření převodní charakteristiky. Hlavním rozdílem je zpracování výstupního signálu. Pro výpočet účinnosti je třeba

znát výstupní výkon a příkon zesilovače. Výstupní výkon je určen efektivní hodnotou výstupního napětí zesilovače a známým zatěžovacím odporem o velikosti $4,7\ \Omega$. Efektivní hodnotu výstupního napětí je možné určit pomocí vestavěné funkce `rms(x)`. Pro určení příkonu je třeba číst hodnotu napájecího napětí a odebíraný proud ze zdroje. Účinnost je potom dána vztahem 2.9.

Pro inicializaci napájecího zdroje a čtení uvedených veličin byly využity příkazy:

- `*RST` – restartuje měřicí přístroj,
- `*IDN?` – vrátí inicializační řetězec přístroje,
- `INST:SEL P25V` – nastaví zdroj na zadávání a měření v rozsahu 0–25 V,
- `VOLT xxxV` – nastaví výstupní napětí zdroje na `xxx`, přičemž lze zadávat v jakémkoli tvaru (např.: `VOLT 500mV` nastaví výstupní napětí na hodnotu 500 mV),
- `CURR xxxA` – nastaví omezení výstupního proudu zdroje na hodnotu `xxx`. Opět lze přímo specifikovat jednotky (mA, A),
- `OUTPUT ON` – fyzicky sepne výstupní svorky,
- `OUTPUT OFF` – odpojí výstupní svorky od napětí.

Pro ukládání aktuálních hodnot napájecího napětí zesilovače a jím odebíraného proudu, byly deklarovány globální proměnné s označením **U** a **I** pomocí objektu **Declare Variable**. Z nich byl potom počítán příkon zesilovače. Vzorkovací kmitočet výstupního signálu byl ponechán na hodnotě 100 kHz a počet čtených vzorků 10 000. Rozsah vstupních napětí byl modifikován pro různé hodnoty zesílení. Například pro zesílení 36 dB (maximální zesílení zesilovače) byl vstupní signál generován s amplitudami od 1 mV do 0,2 V s krokem 10 mV. Průběh účinnosti v závislosti na výstupním výkonu pro toto nastavení je uveden na obr. 4.12

Z průběhu účinnosti v závislosti na výstupním výkonu zesilovače je patrné, že nejlepší účinnost je docílena v případě maximálního výkonu zesilovače.

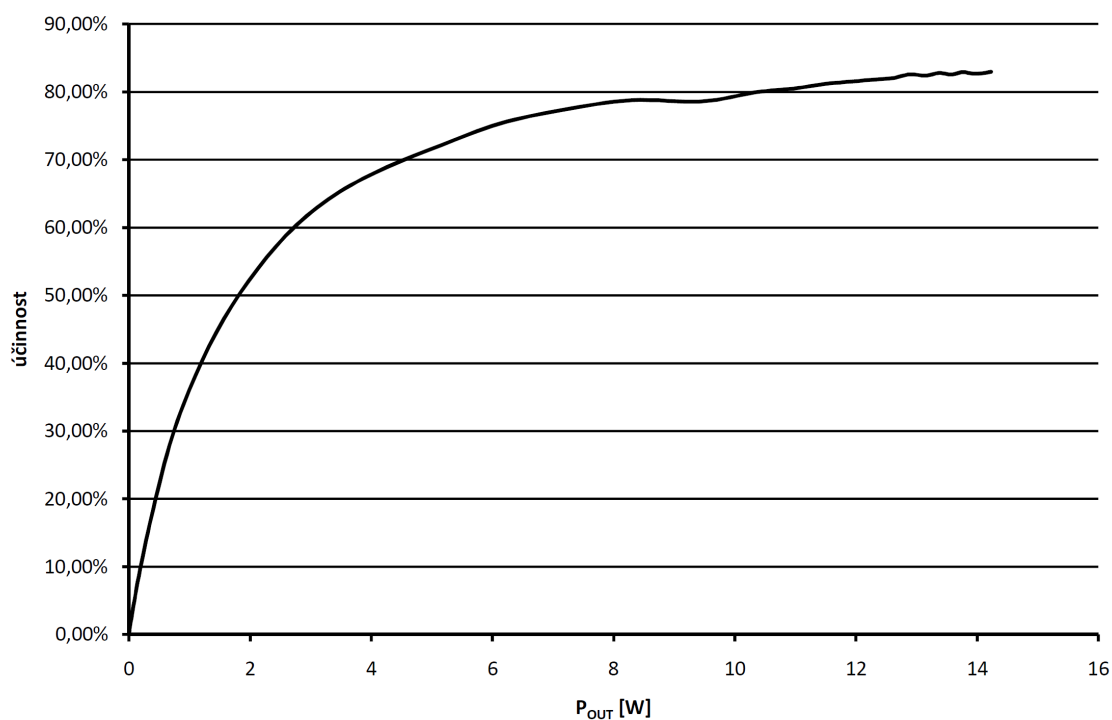
4.3.8 Měření THD+N v závislosti na kmitočtu

K měření závislosti THD+N je nutné využít externí generátor, protože akviziční jednotka není schopná s dostatečnou přesností generovat vstupní signál zesilovače o dané frekvenci. Proto je v tomto měření využit generátor Agilent 33220A. Na začátku měření jsou inicializovány oba měřicí přístroje. Pro inicializaci generátoru jsou využity identické příkazy jako pro akviziční jednotku. Program běží ve smyčce,

kde generuje hodnoty frekvencí vstupního signálu zesilovače. Příkazy pro ovládání generátoru jsou následující:

- *RST – restartuje měřicí přístroj,
- *IDN? – vrátí inicializační řetězec přístroje,
- FREQ 10kHz – nastaví výstupní frekvenci signálu na hodnotu 10 kHz,
- FUNC SIN – nastaví výstupní signál jako sinusový,
- VOLT 80mV – nastaví hodnotu výstupního napětí na 80 mV,
- APPL:SIN A Hz, B VRMS, C V – generuje sinusový signál o kmitočtu A Hz, efektivní hodnotě B a offsetu C,
- OUTPUT ON – fyzicky sepne výstupní svorky,
- OUTPUT OFF – odpojí výstupní svorky od napětí.

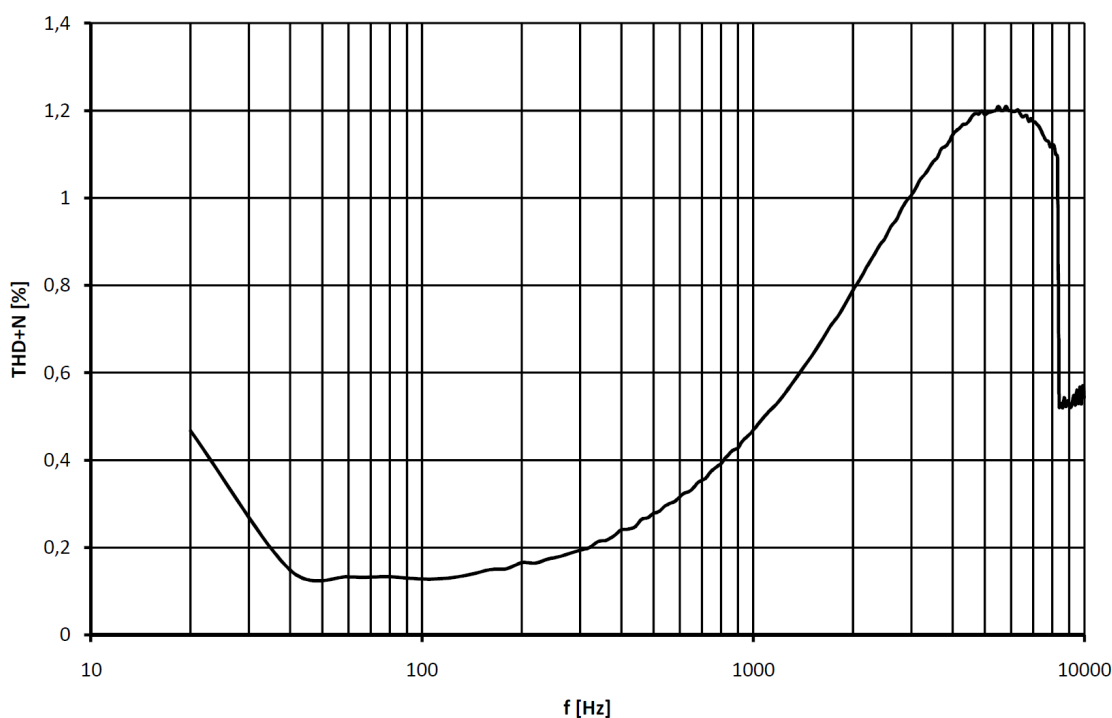
Po nastavení generátoru je nastavována akviziční jednotka pro sběr dat. Vzorkovací kmitočet je nastaven na 200 kHz a počet vzorků je nastaven na 20 000. Výstupní napětí zesilovače je vzorkováno a převedeno na napěťové úrovně tak, jak je uvedeno v měření přenosové frekvenční charakteristiky v kap. 4.3.1. Po této úpravě je výstupní



Obr. 4.12: Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 36 dB

signál převeden do kmitočtové oblasti pomocí funkce `fft(x)`. Protože v tomto měření není důležitý údaj o fázi, jsou vypočteny pouze velikosti komplexních koeficientů spektra s využitím funkce `abs(x)`. Aby velikosti jednotlivých koeficientů odpovídali správným hodnotám amplitud výstupního signálu, je nutné všechny tyto hodnoty vynásobit dvěma a dělit počtem vzorků. Takto upravené vzorky jsou „filtrovány“ stejným způsobem jako při měření přeslechů. Je tedy alokováno pole prvků, nyní ale pole naplněné jedničkami. Z počtu vzorků a vzorkovací frekvence je vypočten frekvenční krok a následně pořadí frekvenčních koeficientů pro 20 Hz a 40 kHz. V tomto rozmezí kmitočtů jsou v okénkové funkci ponechány jedničky, zbytek je nulován. Výpočet THD+N probíhá podle (4.7), kde a_i značí i-tý frekvenční koeficient a a_z je právě koeficient základní harmonické výstupního signálu.

$$THD + N = \frac{\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_{(z-1)}^2 + a_{(z+1)}^2 + \dots + a_n^2}}{\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_{(z-1)}^2 + a_{(z)}^2 + a_{(z+1)}^2 + \dots + a_n^2}} \cdot 100\% \quad (4.7)$$



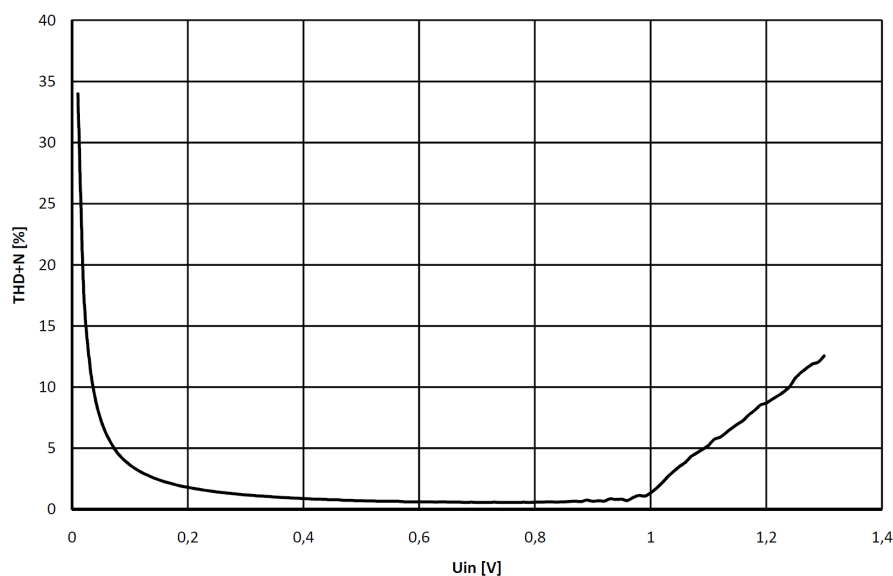
Obr. 4.13: Změřená závislost THD+N na frekvenci pro zesílení 20 dB

Pro každý kmitočet je tedy kromě výše uvedeného proveden součet druhých mocnin všech složek a výsledek je následně odmocněn. Následujícím krokem je odfiltrování základní harmonické úzkopásmovou zádrží. To je řešeno pomocí výše zmíněné okénkové funkce, ve které jsou příslušné koeficienty nulovány (koeficient odpovídající základní harmonické a několik vzorků nahoru od tohoto kmitočtu a několik vzorků

dolů). Takto upravené vzorky jsou opět umocněny, sečteny a výsledek je odmocněn. Tyto získané hodnoty signálu se základní harmonickou a bez ní jsou dány do poměru a vynásobeny 100 pro přímé zobrazení v %. Závislost naměřená na realizovaném přípravku je uvedena na obr. 4.13

4.3.9 Měření závislosti THD+N na vstupním signálu

Základní struktura programu zůstává stejná. Po inicializaci akviziční jednotky jsou nastaveny příslušné řídicí bity pro nastavení zesilovače do normálního provozního režimu. V cyklu jsou generovány hodnoty vstupního napětí pro buzení zesilovače a výstupní signál je pro každou hodnotu vstupního napětí vzorkován 100 kSa/s. Počet vzorků je nastaven na hodnotu 10 000. Zpracování výstupních dat je obdobné jako v případě měření frekvenční závislosti THD+N. Opět se využívá rychlá Fourierova transformace a poté jsou frekvenční vzorky zpracovány podle vztahu 4.7. Rozsah vstupního napětí zesilovače je od 10 mV do 1,3 V s krokem 10 mV (pro jiná zesílení je hodnota 1,3 V snižována). Jak je vidět na obr. 4.14, průběh přesně odpovídá teoretickému. To znamená, že při nízkých hodnotách vstupního napětí zesilovače je výstupní signál zesilovače srovnatelný s hodnotou šumu na jeho výstupu a THD+N je tedy vysoké. Při zvyšování vstupního napětí zesilovače THD+N rychle klesá až na hodnotu pohybující se okolo 0,6 %. Při dalším zvyšování vstupního napětí začne THD+N opět narůstat vlivem přebuzení zesilovače, kdy dochází k omezování amplitudy výstupního signálu. Výsledná naměřená charakteristika je uvedena na obr. 4.14.



Obr. 4.14: Změřená závislost THD+N na vstupním napětí pro zesílení 20 dB

5 ZÁVĚR

V bakalářské práci byla rozebrána problematika výkonových audio zesilovačů pracujících ve třídě D. Byly zmíněny rozdíly mezi principy těchto zesilovačů a zesilovačů pracujících v jiných třídách. Tyto rozdíly a samotný princip této třídy zesilovačů byly nejprve v teoretické části rozebrány a následně ověřeny simulací jednoduchého zapojení v programu PSpice, ve které bylo dosaženo výstupního výkonu téměř 11W. Z podkladů uvedených v teoretické části poté vychází praktický návrh výkonového audio zesilovače pracujícího ve třídě D, jehož zesílení je možné řídit číslicově. Z rozboru možností realizace zesilovače se jako optimální řešení nabízí využití integrovaného obvodu, který má číslicové řízení zesílení integrováno. V části o měření parametrů zesilovačů byla osvětlena nutnost použití měřicího filtru pro tento typ zesilovačů a jeho možný návrh.

V návrhové části práce byl vybrán integrovaný obvod TDA3122D2. Návrh vycházel z doporučeného zapojení uvedeného v katalogovém listu a byl upraven pro potřeby měření na audio zesilovačích v laboratořích. Piny integrovaného obvodu určené pro číslicové ovládání zesílení byly společně s vývody pro ztišení a vypnutí zesilovače vyvedeny vně zesilovače, kde jsou ovládány pomocí digitálních výstupů akviziční jednotky U2351A. Schéma bylo doplněno o měřicí filtry zapojené na obou výstupech zesilovače. Výstupní signál je možné měřit přímo na zátěži zesilovače nebo za měřicím filtrem. V případech, kde to bylo možné, byly uvedeny výpočty součástek použitých při konstrukci. Větší důraz byl v práci kladen na výstupní LC filtr, hlavně na konstrukci indukčnosti L, protože výstupní filtr přímo ovlivňuje parametry celého audio zesilovače. Podle schématického návrhu byl nejprve na kontaktním nepájivém poli zhotoven první prototyp zesilovače, na kterém byla ověřena funkčnost zapojení a možnost číslicového řízení zesílení. Následovala realizace DPS a její osazení.

S realizovaným zesilovačem, který představuje laboratorní přípravek, byla realizována automatizovaná měření jeho parametrů. Mezi měřené parametry patří přenosová frekvenční charakteristika. Nad rámec zadání byla dále realizována měření přeslechů mezi kanály, převodní charakteristika a bod 1dB komprese, citlivost zesilovače, frekvenční závislost poměru signálu a šumu, závislost účinnosti zesilovače na výstupním výkonu a měření THD+N v závislosti na kmitočtu a velikosti vstupního signálu. Dále bylo zobrazeno spektrum výstupního signálu na výstupu zesilovače a za tzv. měřicím filtrem. U uvedených měření bylo možné měnit zesílení a provozní stav zesilovače pomocí akviziční jednotky podle požadavků obsluhy měření. Všechna uvedená měření byla realizována s využitím akviziční jednotky U2351A v grafickém prostředí VEE Pro. U některých měření bylo nutné využít kromě akviziční jednotky také údaje z napájecího zdroje nebo externího generátoru.

Navržená měření se stala podkladem návrhu laboratorní úlohy předmětu Radio-

elektronická měření. V tomto návrhu jsou uvedena všechna měření a zadání laboratorní úlohy je uvedeno v příloze B tohoto dokumentu. Z důvodu časové náročnosti splnění celého zadání laboratorní úlohy během jednoho laboratorního cvičení bude žádoucí vybrat pouze nejzajímavější měření a měření zbylých parametrů vynechat nebo celou úlohu rozdělit na dvě samostatné úlohy.

LITERATURA

- [1] ŠTÁL, P. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D: Základní principy a konstrukce*. 1. vyd. Praha: BEN-technická literatura, 2008. 200 s. ISBN 987-80-7300-230-5 BEN, technická literatura, Praha, 2008.
- [2] JANSÁ, J. Železoprachové toroidní tlumivky. *A radio, Praktická elektronika*, 1997, roč. 2, č 8, s. 16-17.
- [3] CERREZO, J. *Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOS-FET Parameters* [online]. International Rectifier, Application Note AN-1070 [cit. 2009-11-2]
Dostupné z URL:
<<http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>>.
- [4] Texas Instruments Incorporated, SLOA119. *Class-D LC Filter Design* [online]. 2008 [cit. 2009-11-2]
Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/sloa119a/sloa119a>>.
- [5] PALMER, R. *Audio power amplifier measurements* [online]. Texas Instruments, 2005 [cit. 2009-11-2]
Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/slyt135/slyt135.pdf>>.
- [6] PALMER, R. *Audio power amplifier measurements, Part 2* [online]. Texas Instruments, 2005 [cit. 2009-11-10]
Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/slyt128/slyt128.pdf>>.
- [7] Texas Instruments Incorporated, SLOA107. *RC Filter Box for Class-D Output Power and THD+N Measurement* [online]. 2004 [cit. 2009-11-2]
Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/sloa107/sloa107.pdf>>.
- [8] wikipedia.org *Audio power* [online]. [cit. 2009-10-15]
Dostupné z URL: <http://en.wikipedia.org/wiki/Audio_power>.
- [9] Amidon corp. *Internetové stránky firmy Amidon* [online]. [cit. 2009-11-21]
Dostupné z URL: <<https://www.amidoncorp.com/>>.
- [10] Amidon corp. *Materiál #26* [online]. [cit. 2009-10-27]
Dostupné z URL: <<https://www.amidoncorp.com/specs/1-32.PDF>>.
- [11] Texas Instruments Incorporated *TPA3122D2 datasheet* [online]. 2004 [cit. 2009-10-28]
Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3122d2.pdf>>.

- [12] Agilent technologies *Agilent U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition* [online]. 2006-2009 [cit. 2009-11-29]
Dostupné z URL:
<<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90202.pdf>>.
- [13] ŠEBESTA, V., SMÉKAL, Z. *Signály a soustavy*. Skriptum VUT v Brně
- [14] DŘÍNOVSKÝ, J. *Seznámení s grafickým programovým prostředím Agilent VEE a měření A-V charakteristik* [online]. [cit. 2010-04-20]
Dostupné z URL:
<http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=MREM_2010_L%-2000.pdf>.
- [15] METZLER, B. *Audio measurment handbook*. 2. vyd. Audio Precisation, 2005.
171 s. 0058.0003 r1 AUDIO PRECISION, Beaverton, Oregon, 2005.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

f_{vz} vzorkovací kmitočet

f_{sw} spínací kmitočet

PWM pulzní-šířková modulace – Pulse-Width Modulation

EMC elektromagnetická kompatibilita – Electromagnetic Compatibility

ESR ekvivalentní sériový odpor – Equivalent series resistance

THD+N celkové harmonické zkreslení + šum – Total Harmonic Distortion + Noise

THD celkové harmonické zkreslení – Total Harmonic Distortion

TRMS skutečná efektivní hodnota – True Root Mean Square

P.M.P.O. spíčkový hudební výkon – Peak Music Power Output

SNR poměr signál/šum – Signal to Noise Ratio

FT Fourierova transformace – Fourier Transform

FFT rychlá Fourierova transformace – Fast Fourier Transform

DFFT diskrétní Fourierova transformace – Discrete-Time Fourier Transform

DAQ Sběr dat – Data Acquisition

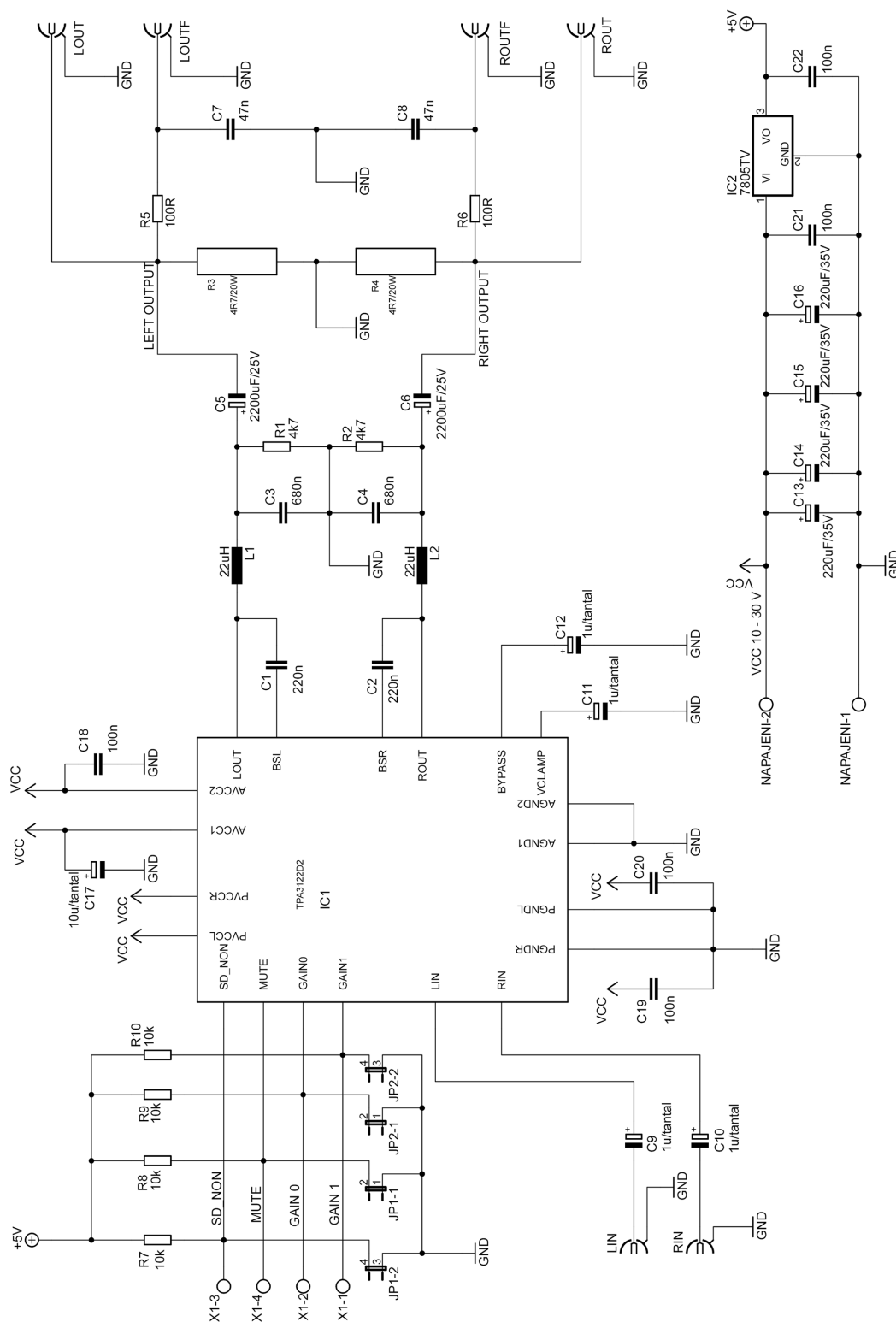
SCPI standardizované příkazy pro programovatelné přístroje – Standard
Commands for Programmable Instruments

SEZNAM PŘÍLOH

| | | |
|----------|---|-----------|
| A | Konstrukce zesilovače | 63 |
| A.1 | Schéma zapojení zesilovače | 63 |
| A.2 | Předloha pro výrobu DPS | 64 |
| A.3 | Osazovací výkres | 65 |
| A.4 | Tabulka použitých součástek | 66 |
| B | Návrh laboratorní úlohy | 67 |
| B.1 | Zadání | 67 |
| B.2 | Teoretický úvod | 67 |
| B.3 | Postup měření | 69 |
| C | Naměřené charakteristiky | 80 |
| C.1 | Frekvenční přenosové charakteristiky | 80 |
| C.2 | Závislost přeslechů na frekvenci | 82 |
| C.3 | Měření převodní charakteristiky a 1dB komprese | 83 |
| C.4 | Měření spektra výstupního signálu | 84 |
| C.5 | Frekvenční závislost SNR | 87 |
| C.6 | Měření účinnosti v závislosti na výstupním výkonu | 88 |
| C.7 | Měření THD+N v závislosti na kmitočtu | 90 |
| C.8 | Závislosti THD+N na vstupním napětí | 91 |

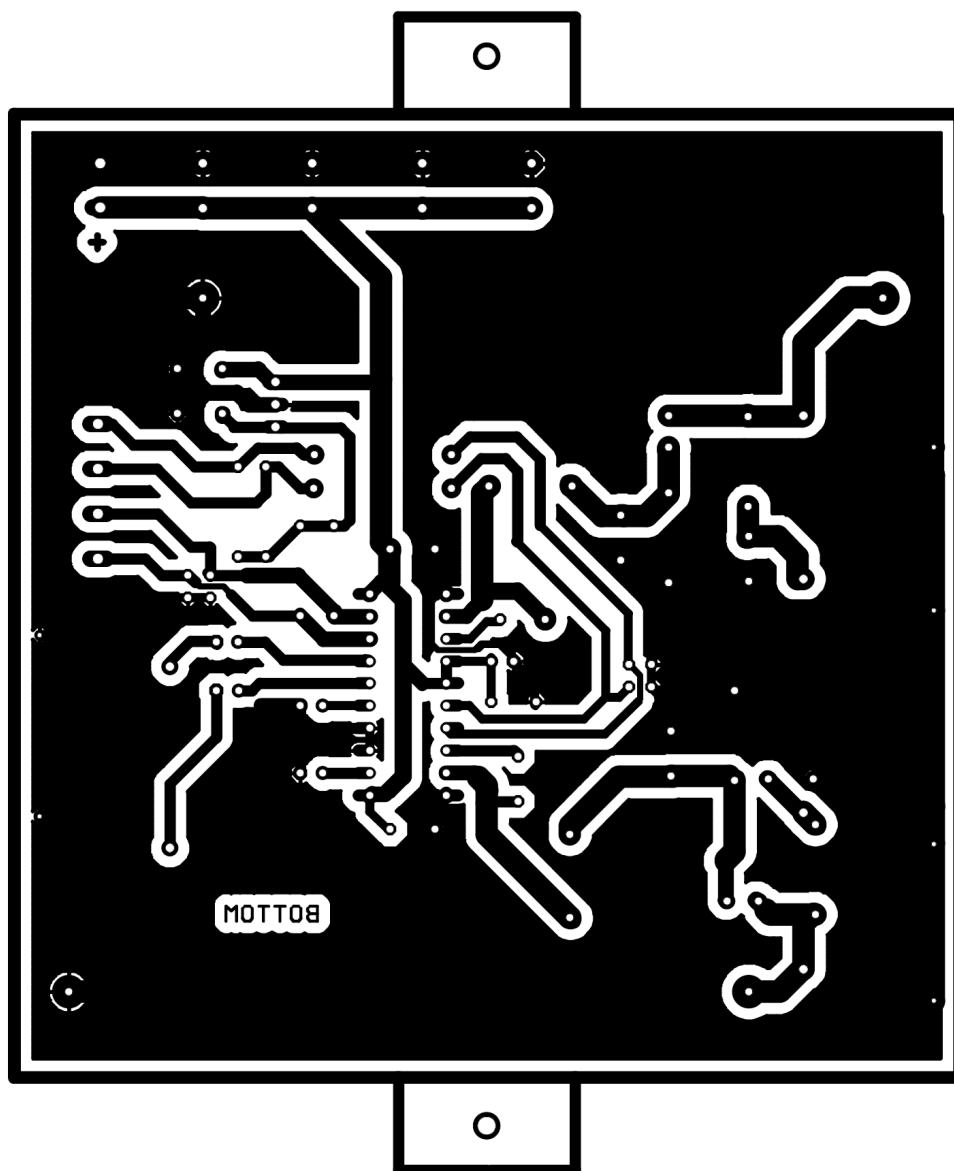
A KONSTRUKCE ZESILOVAČE

A.1 Schéma zapojení zesilovače



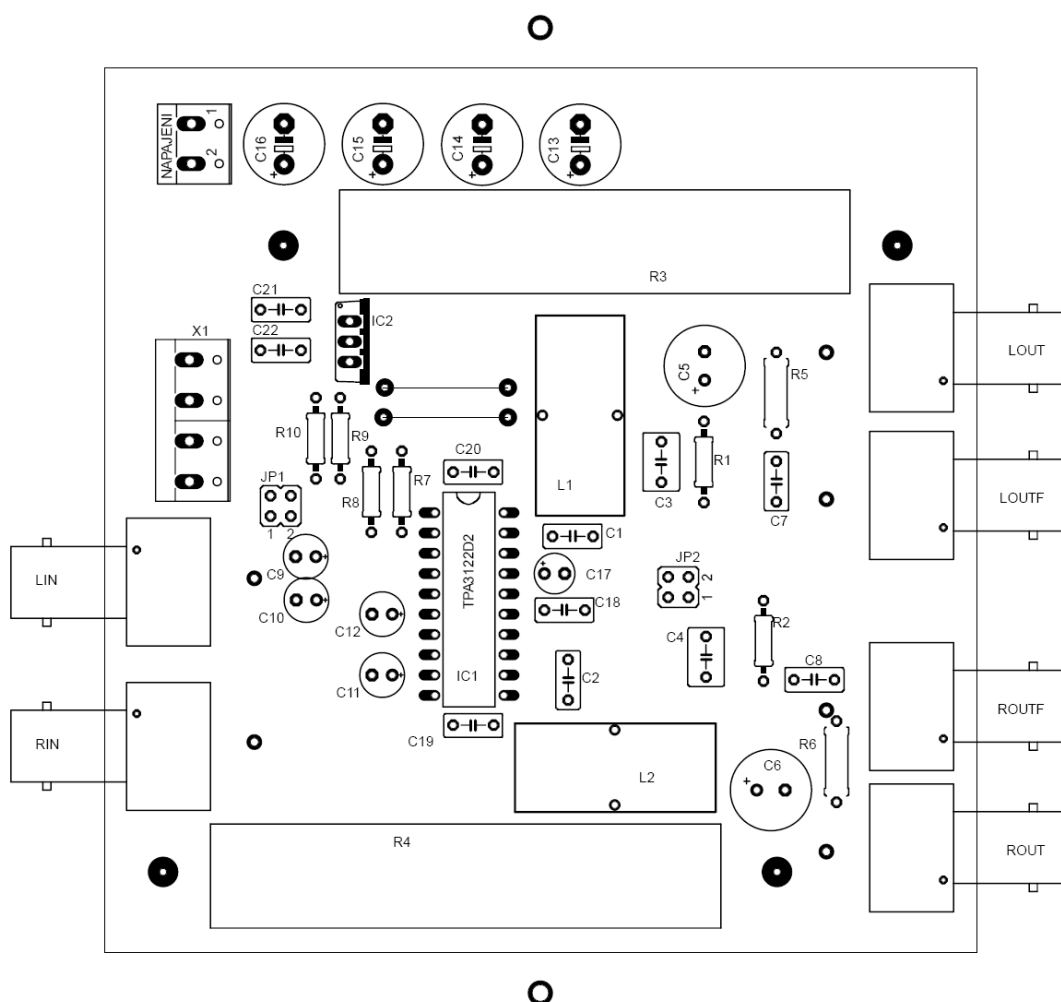
A.2 Předloha pro výrobu DPS

Předloha není ve skutečné velikosti, je poněkud zvětšená z důvodu větších detailů.



A.3 Osazovací výkres

Osazovací výkres není ve skutečné velikosti, je poněkud zvětšený z důvodu větších detailů.



A.4 Tabulka použitých součástek

Tab. A.1: Hodnoty použitých součástek

| Název součástky | Hodnota součástky | Název součástky | Hodnota součástky |
|-----------------|-------------------|-----------------|---------------------|
| C1 | 220n | R1 | 4,7k Ω |
| C2 | 220n | R2 | 4,7k Ω |
| C3 | 680n | R3 | 4,7 Ω /20W |
| C4 | 680n | R4 | 4,7 Ω /20W |
| C5 | 2200 μ F/35V | R5 | 100 Ω |
| C6 | 2200 μ F/35V | R6 | 100 Ω |
| C7 | 47n | R7 | 10k Ω |
| C8 | 47n | R8 | 10k Ω |
| C9 | 1 μ F/35V | R9 | 10k Ω |
| C10 | 1 μ F/35V | R10 | 10k Ω |
| C11 | 1 μ F/35V | RIN | konektor BNC |
| C12 | 1 μ F/35V | LIN | konektor BNC |
| C13 | 220 μ F/35V | LOUT | konektor BNC |
| C14 | 220 μ F/35V | ROUT | konektor BNC |
| C15 | 220 μ F/35V | LOUTF | konektor BNC |
| C16 | 220 μ F/35V | ROUTF | konektor BNC |
| C17 | 10 μ F/35V | NAPAJENI | svorkovnice do DPS |
| C18 | 100n | X1 | svorkovnice do DPS |
| C19 | 100n | JP1 | zkratovací propojka |
| C20 | 100n | JP2 | zkratovací propojka |
| C21 | 100n | | |
| C22 | 100n | | |
| IC1 | TPA3122D2 | | |
| IC1 | 7805 | | |
| L1 | 22 μ H | | |
| L2 | 22 μ H | | |

B NÁVRH LABORATORNÍ ÚLOHY

Měření na zesilovači pracujícím ve třídě D

B.1 Zadání

- a) Zobrazte zesílený výstupní signál zesilovače v prostředí VEE Pro s využitím akviziční jednotky U2351.
- b) Úkol a) doplňte tak, abyste zobrazili spektrum výstupního signálu zesilovače a okomentujte průběh.
- c) Zobrazte modulovou frekvenční přenosovou charakteristiku vybraného kanálu a ověřte možnost nastavení zesílení pomocí číslicového signálu.
- d) Zjistěte závislost výstupního napětí na vstupním signálu.
- e) Zjistěte, při jaké hodnotě vstupního napětí dojde na výstupu zesilovače k 1 dB kompresi.
- f) Zobrazte frekvenční závislost THD+N.
- g) Zobrazte závislost THD+N na velikosti vstupního napětí.
- h) Zjistěte hodnotu vstupního napětí, při které bude poměr napětí S/N 20 dB.
- i) Zobrazte frekvenční závislost SNR.
- j) Zjistěte frekvenční závislost přeslechů pro zesílení 20 dB a výstupní výkon 1 W.
- k) Změřte závislost účinnosti na výstupním výkonu zesilovače.

B.2 Teoretický úvod

Akviziční jednotka U2351 je multifunkční zařízení, u kterého je možné využít několik funkcí současně. Obsahuje digitální I/O, dvě jednotky programového čítače, 2 kanály analogových výstupů s obnovovací frekvencí až 1 MSa/s a 16 kanálů analogových vstupů s maximální vzorkovací frekvencí 250 kSa/s s rozlišením 16 bitů. V této laboratorní úloze bude využit vstupně/výstupní digitální kanál @502 pro číslicové řízení zesilovače, dále bude využit port @201 pro generování nízkofrekvenčního signálu a port @102 pro akvizici (sběr) dat (obr. B.1). Cílem této laboratorní úlohy je ukázat praktický příklad multifunkčnosti měření s využitím této jednotky.

| | | | | | | | |
|-----------------|----|-------|----------|----|-------|---|--------|
| AO201 | 1 | 35 | AO_GND | | | | |
| AO202 | 2 | 36 | AO_GND | | | | |
| AO_EXT_REF | 3 | 37 | AO_GND | | | | |
| NC | 4 | 38 | NC | | | | |
| D_GND | 5 | 39 | D_GND | | | | |
| EXTD_AO_TRIG | 6 | 40 | D_GND | | | | |
| EXTD_AI_TRIG | 7 | 41 | D_GND | | | | |
| RESERVED | 8 | 42 | RESERVED | | | | |
| RESERVED | 9 | 43 | RESERVED | | | | |
| RESERVED | 10 | 44 | RESERVED | | | | |
| RESERVED | 11 | 45 | RESERVED | | | | |
| RESERVED | 12 | 46 | D_GND | | | | |
| COUNT301_CLK | 13 | 47 | D_GND | | | | |
| COUNT301_GATE | 14 | 48 | D_GND | | | | |
| COUNT301_UPDOWN | 15 | 49 | D_GND | | | | |
| COUNT301_OUT | 16 | 50 | D_GND | | | | |
| COUNT302_CLK | 17 | 51 | D_GND | | | | |
| COUNT302_GATE | 18 | 52 | D_GND | | | | |
| COUNT302_UPDOWN | 19 | 53 | D_GND | | | | |
| COUNT302_OUT | 20 | 54 | D_GND | | | | |
| EXT_TIMEBASE | 21 | 55 | D_GND | | | | |
| DI0502 | { | Bit-7 | 22 | 56 | Bit-6 | } | DI0502 |
| | | Bit-5 | 23 | 57 | Bit-4 | | |
| | | Bit-3 | 24 | 58 | Bit-2 | | |
| | | Bit-1 | 25 | 59 | Bit-0 | | |
| DI0504 | { | Bit-3 | 26 | 60 | Bit-2 | } | DI0504 |
| | | Bit-1 | 27 | 61 | Bit-0 | | |
| | | D_GND | 28 | 62 | D_GND | | |
| DI0503 | { | Bit-3 | 29 | 63 | Bit-2 | } | DI0503 |
| | | Bit-1 | 30 | 64 | Bit-0 | | |
| DI0501 | { | Bit-7 | 31 | 65 | Bit-6 | } | DI0501 |
| | | Bit-5 | 32 | 66 | Bit-4 | | |
| | | Bit-3 | 33 | 67 | Bit-2 | | |
| | | Bit-1 | 34 | 68 | Bit-0 | | |

Obr. B.1: Konfigurace pinů konektoru U2351

Měření je realizováno na přípravku výkonového audio zesilovače pracujícího ve třídě D. Jde o stereofonní audio zesilovač s výstupním výkonem více než 7 W na kanál při zkreslení 1 %. Zesilovač je navržen tak, aby bylo jeho funkci a zesílení možné ovládat číslicově pomocí akviziční jednotky. Možnost řízení je zde provedena pomocí 4 vývodů. Vývod **Shutdown_NON** je negovaný a je tedy nutné pro uvedení zesilovače do činnosti na tento vývod přivést log. 1. Dále je vyveden pin **Mute**, který není v úloze využit, ale je dobré ho ošetřit. Tento řídicí pin je připojen přímo na log. 0. Pomocí zbylých dvou vývodů (**GAIN0** a **GAIN1**) je možné nastavovat zesílení zesilovače a to ve 4 krocích viz. dále. Do přípravku je implementován tzv. měřicí filtr, který je využíván pro měření parametrů audio zesilovačů pracujících ve třídě D. Ten má za úkol potlačit vysokofrekvenční složky výstupního signálu, které byly nedostatečně potlačeny výstupním LC filtrem a při měření pomocí audio analyzátorů by zkreslovaly výsledky.

B.3 Postup měření

a) Akviziční jednotka je připojena pomocí rozhraní USB, s **Instrument Manageru** je definována jako **agu3251a@UsbDevice1**. Příkazy pro akviziční jednotku se zadávají do **Direct I/O** objektu, který je možné nalézt v Instrument Manageru. Před zahájením práce je vhodné resetovat jednotku a vynulovat všechny registry. Po této inicializaci je možné přechíst inicializační řetězec přístroje. Tyto úkony je možné provést pomocí příkazů:

- ***RST** – restartuje měřicí přístroj,
- ***CLS** – vynuluje registry událostí,
- ***IDN?** – vrátí inicializační řetězec přístroje.

Po této inicializaci je nutné nastavit řídicí bity zesilovače. Ty jsou zapojeny na digitálním kanále @502. Zapojení jednotlivých řídicích pinů zesilovače ke kanálu @502 je uveden v tab. B.1.

Tab. B.1: Zapojení řídicích vstupů na port @502

| @502 | MSB | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | LSB |
|------|-----|-------|---|-------|---|---|---|--------------|
| Zes. | - | GAIN1 | - | GAIN0 | - | - | - | Shutdown_NON |

Je tedy nutné pro správnou funkci zesilovače nastavit **Shutdown_NON** na log. 1. Dále je možné měnit zesílení zesilovače ve 4 krocích kombinací logických úrovní na **GAIN0** a **GAIN1**. Katalogové hodnoty zesílení jsou uvedeny v tab. B.2. Nastavte

Tab. B.2: Digitální řízení zesílení

| GAIN0 | GAIN1 | A [dB] |
|-------|-------|--------|
| 0 | 0 | 20 |
| 0 | 1 | 26 |
| 1 | 0 | 32 |
| 1 | 1 | 36 |

řídicí vstupy zesilovače tak, aby jste jej uvedli do provozu a zesílení nastavte na hodnotu 20 dB. Nastavení je možné provést pomocí následujících příkazů:

- **CONF:DIG:DIR xxx, (@ccc)** – nastaví směr kanálu ccc na vstupní xxx=INP nebo výstupní xxx=OUTP,
- **SOUR:DIG:DATA xxx, (@ccc)** – vyšle na výstupní kanál ccc data o hodnotě xxx (číslo xxx je dekadické).

Data je tedy nutné vyslat najednou, není možné nastavovat jednotlivé bity. Jedna z možností nastavení řídicích vývodů zesilovače je pomocí výběru **Vertical Padle** v záložce **Data** a objektu **Formula** v záložce **Device**. **Vertical Padle** bude nutné dvakrát zkopírovat a na objekt **Formula** přidat další dva vstupy. Nyní už je nutné jen jednotlivé řídicí spínače bitově posunout (2^n) a sečíst do výstupního slova.

Dále je nutné nastavit výstupní port @201 pro generování vstupního nf signálu pro zesilovač. Akviziční jednotka je schopná generovat ze svého analogového výstupu kontinuální signál definovaného průběhu. Nejprve se naplní paměť typu FIFO (First In First Out) daty pro daný průběh a ta jsou potom s definovanou vzorkovací frekvencí přiváděna na výstupní D/A převodníky. S využitím následujících příkazů nastavte výstupní sinusový signál o amplitudě 0,1 V a 0 V offsetu na výstupní kanál @201, který bude mít frekvenci 1 kHz.

- ROUT:ENAB ON, (@ccc) – aktivace výstupního kanálu ccc a jeho připojení k paměti FIFO,
- APPL:ppp aaa, ooo, (@ccc) – zapíše do paměti FIFO tvarový průběh ppp (SIN - sinusový signál, SQU - obdélníkový signál, TRI - trojúhelníkový signál, SAW - pilovitý signál) pro výstupní kanál ccc o amplitudě aaa V a stejnosměrnému offsetu ooo V,
- OUTP:WAV:FREQ fff – nastaví frekvenci výstupního signálu na hodnotu fff Hz,
- OUTP ON – připojí výstup k D/A převodníku (výměnou příkazu ON za OFF výstup odpojí).

Nyní už je jen nutné nastavit vhodně analogový vstupní kanál. Jelikož na výstupu zesilovače dostaneme analogový nf signál, je nutné nastavit vstupní kanál @101 pro akvizici dat. Sběr dat probíhá podobně, jako v případě generování výstupního analogového signálu. Je nutné nastavit rozsah vstupních napětí jako bipolární signál ± 10 V s připojením přístrojové společné země. Vzorkovací kmitočet nastavte na 100 kHz a počet vzorků nastavte na 10000 (bude alokováno 20000 paměťových míst, protože jednotlivé vzorky jsou 16-ti bitové).

- ACQ:SRAT sss – nastaví vzorkovací frekvenci na sss Hz,
- ACQ:POIN ppp – alokuje v paměti FIFO příslušný počet paměťových míst,
- ROUT:CHAN:RANG rrr, (@ccc) – nastaví rozsah vstupních napětí na kanále ccc na hodnotu rrr V (lze nastavit na hodnoty 10, 5, 2.5, 1.25),
- ROUT:CHAN:POL ppp, (@ccc) – nastaví výstupní kanál ccc jako ccc=BIP bipolární nebo ccc=UNIP unipolární,

- **ROUT:CHAN: xxx, (@ccc)** – nastaví připojení analogového kanálu **ccc** jako diferenciální **xxx=DIFF**, se společnou zemí s akviziční jednotkou **xxx=SING** nebo na plovoucí zem **xxx=NRS**,
- **ROUT:SCAN (@ccc)** – nastaví měření průběhu vstupního kanálu **ccc**,
- **DIG** – spustí akvizici dat,
- **WAV:STAT?** – vrátí status akviziční jednotky (vrátí řetězec **DATA** v případě dokončení akvizice),
- **WAV:DATA?** – započne vyčítání dat z paměti FIFO do PC.

Po nastavení a spuštění akvizice dat je vhodné využít nekonečnou smyčku (objekt **Until-Break** a objekt **Break**) s dotazováním se na status. V případě že akviziční jednotka vrátí hodnotu **DATA**, je možné vyčíst data z paměti do PC. Formát dat uložených v PC je zřejmý z obr. B.2. Nejprve je nutné vyčíst hlavičku jako **TEXT** ve formátu **CHAR** s počtem čtených znaků 10. Dále je nutné data číst v módu **BINARY**, formátu **BYTE** jako jednorozměrné pole s 20000 prvků (dvojnásobek nastaveného počtu vzorků). Nyní jen třeba příslušné vzorky spojit pomocí cyklu ($H = 256 \cdot \text{MSB} + \text{LSB}$), dále přepočítat na znaménkové hodnoty (hodnoty jsou ukládány ve dvojkovém doplňku) a vypočíst správné hodnoty ve [V]. Jelikož se jedná o dvojkový doplněk, musejí být odlišně zpracovány kladné a záporné hodnoty. Pomocí objektů **Formula** a **If/Then/Else** je vymaskován MSB porovnán s hodnotou 1. Pokud je různý od jedné, jde o kladné číslo a pro převod na napětí je možné využít vztah B.1, kde R je zvolený rozsah vstupních napětí, H je hodnota vzorku. Pro převod záporného čísla je nutné vzorek (bez znaménkového bitu) odečíst od hodnoty 2^{15} a přidat znaménko mínus. Poté je možné využít vztah B.1.

| #800000200 | <byte> | <byte> | <byte> | <byte> | <byte> | <byte> | <byte> | <byte> | ... |
|---|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|-----|
| Data length indicator. The next 8 bytes (0000 0200) specifying the actual data length only, not actual data. Data length (200 bytes long) | 1st data LSB | 1st data MSB | 1st data LSB | 1st data MSB | 1st data LSB | 1st data MSB | 2nd data LSB | 2nd data MSB | ... |
| | CH 101 | | CH 102 | | CH 103 | | CH 101 | | ... |

Obr. B.2: Data uložená v paměti FIFO

Správnou hodnotu napětí lze pro bipolární signál vypočítat pomocí uvedeného vztahu.

$$U = \frac{2 \cdot R}{2^{16}} \cdot H, \quad (\text{B.1})$$

kde **R** je nastavený rozsah vstupních napětí a **H** je přechtená hodnota. Takto získané hodnoty napětí je třeba spojit do pole pomocí objektu **Collector** a zobrazit pomocí objektu **XY Trace**.

Po naprogramování celé úlohy zapněte napájecí zdroj, nastavte výstupní napětí 20 V a proudové omezení nastavte na hodnotu 0,5 A. Připojte fyzicky výstup a sledujte odběr zdroje. Pokud zesilovač nebudíte, měl by se proudový odběr pohybovat okolo 90 mA.

b) Pro zobrazení spektra výstupního signálu je možné jen předchozí program doplnit o výpočet rychlé Fourierovi transformace a zobrazení spektra. To je možné vyřešit pomocí vestavěné funkce **fft(x)**. Následně je nutné určit velikost vzorků, protože po výpočtu FFT jsou frekvenční vzorky komplexní. Výpočet proveďte funkcí **abs(x)**. Výsledek je nutné pro správné zobrazení amplitudy vynásobit dvěma a vydělit počtem vzorků. Pro vykreslení grafu použijte objekt **X vs. Y Plot** a na osu x vynášejte správné hodnoty frekvence. Obě osy pro lepší zobrazení přepněte do logaritmického měřítka. Zobrazte spektrum na zátěži zesilovače a dále za tzv. měřicím filtrem a pokuste se popsat rozdíl mezi naměřenými průběhy. Amplitudu vstupního napětí nastavte na hodnotu 0,1 V. Kmitočet bude mít hodnotu 1 kHz, vzorkovací frekvenci nastavte na 100 kHz a počet vzorků na 10 000. Povšimněte si špičky na frekvenci okolo 46,5 kHz, která je způsobena vznikem kombinačních frekvenčních složek vzorkovacího kmitočtu a spínacího kmitočtu samotného zesilovače, který je okolo 250 kHz. Ze znalosti vzorkovací frekvence a kombinačního kmitočtu, který se objevil ve spektru je možné určit přibližný spínací kmitočet integrovaného obvodu TPA3122D2. Tento kmitočet se podle katalogové hodnoty pohybuje v rozmezí 230 kHz a 270 kHz. Určete tedy spínací kmitočet integrovaného obvodu s využitím vztahu B.2, kde f_1 je spínací kmitočet IO, f_2 je vzorkovací kmitočet akviziční jednotky a m, n jsou celá čísla. Měření uložte.

$$f_m = \pm m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2 \quad (\text{B.2})$$

c) Měření modulové přenosové charakteristiky proveďte v rozsahu kmitočtů 50-10 000 Hz s 10 body na dekádu. Pro zadávání frekvence použijte objekt **For Log Range**, který naleznete v nabídce **Flow=>Repeat**. Při každém přenastavování výstupního signálu akviziční jednotky je nutné deaktivovat výstup příkazem **OUTP OFF**. Příkaz pro nastavování výstupní frekvence je nutné upravit například do následující podoby **"OUTP:WAV:FREQ "+f**. Tím se vám na levé straně objektu **Direct I/O** objeví příslušný vstup. Dále je nutné z výstupního signálu vypočítat jeho efektivní hodnotu s využitím příkazu **rms(x)**. Při výpočtu zesílení v dB nezapomeňte převést vstupní amplitudu na efektivní hodnotu. Amplitudu vstupního napětí změňte na 0.05 V. Pro zobrazení grafu opět použijte objekt **X vs. Y Plot**. Frekvenci vynášejte

v logaritmickém měřítku. S takto sestaveným měřením proměřte kmitočtové charakteristiky zesilovače pro všechna možná zesílení a ověřte teoretické hodnoty. Po změření poslední charakteristiky s největším zesílením odpojte výstup zdroje, aby nedošlo ke zničení zesilovače. Měření si uložte.

d) Otevřete si uložený program pro měření spektra signálu a upravte ho tak, abychom bylo možné měnit amplitudu vstupního napětí od 1 mV do 100 mV a sledovat výstupní napětí (výkon) pro zesílení 20 dB. Hodnoty vstupního napětí přepočítejte na hodnotu efektivní a vynášejte na vodorovnou osu objektu **X vs. Y Plot**, na svislou osu vynášejte odpovídající efektivní hodnotu výstupního napětí. Dále určete zda je závislost lineární, či nikoli. Uvedené měření zopakujte i pro zisk 26 dB, 32 dB a 36 dB. Program si uložte.

e) Pro zjištění 1 dB komprese výstupního signálu je možné s výhodou využít program z bodu d). Stačí na začátku programu vypočítat strmost převodní charakteristiky zesilovače např. využitím cyklu se dvěma hodnotami vstupního napětí (nastavte 0,3 a 0,6). Po zjištění strmosti je dobré ji uložit do globální proměnné. Proměnnou je ale nutné nejprve definovat pomocí **Data=>Variable=>Declare Variable**. Dále program pokračuje stejně jako v případě převodní charakteristiky pouze s tím rozdílem, že se do grafu společně s naměřenými hodnotami vykreslují i hodnoty teoretické. Ze známé strmosti a vstupního napětí počítejte teoretické hodnoty a zobrazujte je jako druhou veličinu v objektu **X vs. Y Plot** společně s hodnotami naměřenými. Dále pro každou naměřenou hodnotu zjistěte odchylku od teoretické. Výpočet provádějte podle vztahu B.3.

$$C = 20 \cdot \log \left(\frac{U_T}{U_M} \right) \quad (\text{B.3})$$

Ve výše uvedeném vztahu je veličina C hodnotou odchylky naměřené hodnoty od teoretické (v dB), U_T je teoretická hodnota výstupního napětí zesilovače v daném bodě a U_M je hodnota v tomto bodě naměřená. Pomocí objektu **If/Then/Else** přerušte výkon programu v případě, že hodnota odchylky přesáhne hodnotu 1 dB a pro tuto hodnotu odečtete vstupní napětí zesilovače.

f) Využijte uloženého měření modulové přenosové charakteristiky (nové měření si uložte pod jiným názvem). Výstupní zpracování signálu změňte tak, aby jste z vyčtených vzorků dostali vzorky frekvenční (jejich velikost). Z těchto koeficientů je možné přibližně určit THD+N a to tak, že sečteme druhé mocniny všech frekvenčních koeficientů mimo koeficientu se základní harmonickou a odmocníme. Výsledek vydělíme hodnotou, kterou získáme odmocninou součtu všech frekvenčních koeficientů (včetně základní harmonické) umocněných na druhou. Situaci přibližuje vztah

B.4, kde a_n je frekvenční koeficient a index z znamená základní harmonickou složku.

$$THD + N = \frac{\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + \dots a_{(z-1)}^2 + a_{(z+1)}^2 + \dots + a_n^2}}{\sqrt{a_1^2 + a_2^2 + \dots a_{(z-1)}^2 + a_{(z)}^2 + a_{(z+1)}^2 + \dots + a_n^2}} \cdot 100\% \quad (\text{B.4})$$

Pro toto měření není možné využít generátor akviziční jednotky, ale je nutné použít jiný generátor. V našem případě je využít generátor Agilent 33220A. Vzorovací kmitočet nastavte na hodnotu 200 kHz, počet vzorků na 20 000. Pro ovládání generátoru je nutné jej nejprve inicializovat na začátku programu stejně jako akviziční jednotku. Příkazy pro inicializaci a reset přístroje jsou shodné z příkazy pro akviziční jednotku. Pro ovládání generátoru využijte následující příkazy:

- ***RST** – restartuje měřicí přístroj,
- ***IDN?** – vrátí inicializační řetězec přístroje,
- **FREQ 10kHz** – nastaví výstupní frekvenci signálu na hodnotu 10 kHz,
- **FUNC SIN** – nastaví výstupní signál jako sinusový,
- **VOLT 80mV** – nastaví hodnotu výstupního napětí na 80 mV,
- **APPL:SIN A Hz, B VRMS, C V** – generuje sinusový signál o kmitočtu AHz, efektivní hodnotě B a offsetu C,
- **OUTPUT ON** – fyzicky sepne výstupní svorky,
- **OUTPUT OFF** – odpojí výstupní svorky od napětí.

Generujte vstupní signál zesilovače pro výstupní výkon 2 W (na zátěži 4,7 Ω) pro všechna zesílení. Velikost vstupního napětí vypočtete. Frekvenční rozsah zadejte od 20 Hz do 20 kHz. Zpracování frekvenčních koeficientů proveďte tak, aby jste v měření uvažovali pouze pásmo do 20 kHz. K tomu využijte okénkovou funkci jako „filtr“. Pro alokaci této okénkové funkce využijte objekt **Alocate Array->Real64** s alokací jednorozměrného pole s počtem prvků který je roven počtu frekvenčních koeficientů ((počet vzorků/2)+1). Toto pole naplníte jedničkami a uložte do globální proměnné **filtr** pomocí objektu **Set Variable**. Tuto proměnnou je také nutné definovat, proto do programu vložte objekt **Declare Variable** a do pole Name napište jméno proměnné. V posledním řádku je počet dimenzí pole, který nastavte na hodnotu 1. Nyní pomocí počtu vzorků a vzorovacího kmitočtu vypočtete frekvenční krok a pomocí něj vypočtete, od kolikátého vzorku musíte pole okénkové funkce nulovat pro dosažení frekvenčního rozsahu do 20 kHz. Pomocí objektu **Formula** nulujte dané buňky pole s využitím příkazu `filtr[A:10001]=init(filtr[A:10001],0);`, který

vynuluje všechny koeficienty s indexy od A do 10 001. Tím je měření omezeno na audio pásmo. Pro výpočet THD podle vztahu B.4 je nutné ještě filtrovat základní harmonickou. Podle výše uvedeného příkazu dále filtrujte i základní harmonickou v jejím úzkém okolí s tím, že se filtr bude rozšiřovat. Přitom využijte například příkaz `filtr[0.7*A:1.3*A]=init(filtr[0.7*A:1.3*A],0);`. Takto upravené pole frekvenčních koeficientů s hlavní harmonickou a pole bez ní zpracujte podle vztahu B.4. Výstupem by tedy mělo být pro každou frekvenci jedno číslo THD+N přímo v %. Jako výstup měření využijte objekt **X vs. Y Plot**, kde na vodorovnou osu vynášejte frekvenci a na svislou odpovídající hodnotu THD+N.

g) Otevřete si uložený program z předchozí úlohy. Běh úlohy přepracujte tak, aby se nyní měnila hodnota vstupního signálu zesilovače. Vzorkovací kmitočet ponechte nastaven na 100 kHz a počet bodů nechte 10 000. Měření proveďte pouze pro zesílení 20 dB, přičemž amplitudu vstupního napětí měňte v rozmezí od 10 mV do 1,2 V s krokem 10 mV a kmitočtem 1 kHz. Výpočet THD+N je shodný s předešlým úkolem. Na vhodné místo přidejte objekt **AlphaNumeric**, na kterém zobrazujete právě vypočtenou hodnotu THD+N. Tuto hodnotu zobrazte ve formátu:

Hodnota THD+N pro amplitudu 0.2 V vstupního napětí je 2.3 %.

h) Pro toto měření si otevřete některé z uložených měření. Nyní bude nutné deklarovat globální proměnnou pomocí objektu **Declare Variable**, kterou naleznete v menu **Data=>Variable**. Dále na začátku programu tuto proměnnou naplníte počáteční hodnotou 10 mV s využitím objektů **Data=>Constant=>Real64** a **Data=>Variable=>Set Variable**. Program upravte tak, aby nebyl na vstupu zesilovače žádný signál a vzorkujte jeho výstup. Ze známé hodnoty zatěžovacích odporů ($4,7\ \Omega$) vypočtete výkon šumu na výstupu zesilovače vtažený k 1 mW. Hodnotu výkonu šumu si zobrazte v objektu **AlfaNumeric** včetně jednotek.

V této chvíli máte stanovenou velikost šumu. Nyní je nutné generovat vstupní signál zesilovače a vzorkovat jeho výstup. Využijte přitom smyčky pomocí objektů **Until Break** a **Break**. Zpracování signálu v tomto místě je shodné jako například při měření linearit výstupního signálu v závislosti na vstupním signálu. Měření znovu provádějte na kmitočtu 1 kHz. Nastavení vstupní amplitudy si zatím nevšímejte. Z výstupního signálu znovu vypočtete výkon vztážený k 1 mW a zobrazte stejně, jako v případě výkonu šumu. Zjistěte poměr S/N odečtením výstupního výkonu a výkonu šumu a tuto hodnotu s využitím objektu **If/Then/Else** kontrolujte, zda je menší než zadaných 20 dB. Pokus bude toto tvrzení pravda, je nutné zvýšit amplitudu vstupního signálu. To znamená, že například pomocí objektu **Formula** zvýšte hodnotu o 10 mV a výsledek zaveďte do nastavení amplitudy generovaného vstupního signálu zesilovače. V případě, že poměr S/N přesáhne 20 dB je nutné ukončit program objektem **Break** zapojeným na výstup **Else**. Hodnotu vstupního napětí

také zobrazujte včetně jednotek výše uvedeným způsobem.

Po odzkoušení funkčnosti vašeho programu si vyzkoušejte tvorbu jednoduchého ovládacího panelu, kterým by bylo možné program řídit a přehledně se dozvědět výsledky měření. Přidání daného objektu na ovládací panel provedete tak, že objekt označíte a poté kliknete pravým tlačítkem do volné bílé plochy mimo objekt. V kontextovém menu je kromě jiného i položka **Add To Panel** na kterou klikněte. Pokud se objekt objeví bez svého názvu je možné tento název zobrazit kliknutím pravým tlačítkem na objekt a výběrem **Properties**, kde je nutné změnit položku **ShowTitleBar** na **TRUE**. Tímto způsobem zobrazte na ovládacím panelu potřebné ovládací a nastavovací prvky pro nutný chod programu a objekty, které zobrazují výsledky.

i) Pro frekvenční měření SNR je nejvýhodnější si otevřít program pro měření frekvenční přenosové charakteristiky. Objekt **For Log Range** nahraďte objektem **For Range**. Pro úsporu času měřte od 100 Hz do 10 kHz se 100 Hz krokem. Dále je nutné do této smyčky vložit ještě jednu smyčku, která zařídí, že vstupní signál bude 0 nebo jmenovitá hodnota pro výstupní výkon 10 W. Pro každou frekvenci je tedy nutné změřit výstupní signál zesilovače, když je buzen a když buzen není. Z těchto dvou hodnot je poté možné vypočítat hodnotu SNR. V literatuře [5] je SNR měřeno tak, že při buzeném zesilovači je signál úzkopásmově filtrován, zatímco při měření nebuzeného zesilovače je určena efektivní hodnota širokopásmového šumu. Je tedy opět nutné do programu implementovat filtr pomocí okénkové funkce. Alokace jednorozměrného pole probíhá stejně jako v případě měření THD+N, avšak generujte pole naplněné nulami. Výběr pouze základní harmonické ze všech spektrálních koeficientů provedete příkazem `filtr[A-5,A+5]=init(filtr[A-5,A+5],1);` zapsaným do objektu **Formula**. Proměnnou `filtr` poté násobte frekvenční koeficienty výstupního signálu zesilovače. Před samotným násobením je tedy nutné převést navzorkovaný signál z oblasti časové do oblasti kmitočtové pomocí funkce `fft(x)`. Při měření výstupního signálu nebuzeného zesilovače filtr poněkud rozšířte na pásmovou propust od 20 Hz do 20 kHz. Takové pole alokujte opět do globální proměnné `filtr` avšak v jiném objektu **Formula**. Pro rozlišení, zda jde o výstupní signál buzeného nebo nebuzeného zesilovače vložte do programu objekt **Counter** a objekt **If/Then/Else**. Na vstup objektu **Counter** přiveďte „signál“ objektu **For Range** pro změnu amplitudy vstupního signálu. Na **Counter** přidejte nulovací vstup a spojte ho s výstupem objektu **For Range** pro změnu kmitočtu. Výstup z objektu **Counter** propojte s **If/Then/Else**. Do tohoto objektu zadejte `A==1` a jednotlivé výstupy spojte s příslušnými objekty **Formula** pro správnou filtraci signálů. Poměr efektivních hodnot takto upravených signálů je hledaný S/N. Tuto hodnotu ještě převedte na hodnotu v dB a zobrazte v závislosti na kmitočtu v objektu **X vs. Y Plot**.

j) Pro úsporu času si otevřete uložený program pro měření frekvenční přenosové charakteristiky. Pro přeslechy je nutné měřit signál na výstupu buzeného i nebuzeného kanálu, je nutné program modifikovat. Celý program pro měření frekvenční charakteristiky kopírujte a vložte znovu pod celé měření. Je nutné, aby program po změření frekvenční charakteristiky počkal, než přepojíte BNC konektor z výstupu, který byl buzen na druhý výstup. To je možné zařídit například pomocí objektu **Device=>UserFunction**. Otevře se vám nové okno, které má název **UserFunction1**. Do tohoto okna vložte objekt **Flow=>Confirm (OK)**. Tlačítko OK vhodně roztáhněte a přidejte na uživatelský panel (vytvoří se samostatný panel pro vaši UserFunction1). Po přepnutí na uživatelský panel upravte jeho velikost tak, aby odpovídal velikosti tlačítka OK. Dále klikněte na modrou lištu uživatelského panelu a zobrazte **Properties** stejným způsobem jako u objektů. V nabídce vyhledejte položku **ShowPanelOnExecute** a změňte ji na **TRUE**, položky **ShowPopupPanelBorder** a **ShowPopupPanelTitle** změňte na **FALSE**. V tomto momentě je uživatelská funkce vytvořena. Vraťte se do okna **Main**, kde vložte objekt **Device=>Call**. Do volného pole napište název své právě vytvořené funkce. Pripojte tento objekt tak, aby se nejprve proměřila jedna kmitočtová charakteristika, poté se zavolá uživatelská funkce a objeví se tlačítko OK a potom se proměří frekvenční charakteristika druhého (nebuzeného) kanálu. U obou kanálů je vždy nutné vypočíst efektivní hodnotu výstupního signálu pro daný kmitočet a tyto hodnoty shromažďovat pomocí objektu **Collector**. Jednou z možností výpočtu přeslechů je B.5.

$$X = 20 \cdot \log \left(\frac{U_N}{U_B} \right) \quad (\text{B.5})$$

Druhou možností je vztažení efektivních hodnot například k $1 \mu\text{V}$ a nakonec odpovídající si hodnoty buzeného kanálu a nebuzeného odečíst. Výše uvedená rovnice udává velikost přeslechů přímo v dB, hodnota U_N značí napětí nebuzeného kanálu, U_B je hodnota výstupního napětí buzeného kanálu. Vstupní napětí musí být pro měření obou přenosových charakteristik shodné a jeho velikost vypočtete ze zadání, známého zatěžovacího odporu a hodnoty zesílení. Výsledek měření zobrazte obvyklým způsobem v objektu **X vs. Y Plot**. Protože je v literatuře [5] měření přeslechů definováno jako selektivní měření, je nutné implementovat do měření opět okénkovou funkci. Opět je nutné vypočítávat pořadí koeficientu základní harmonické pro daný kmitočet a to pomocí objektu **Formula**, kde nulujte dané buňky pole s využitím příkazu `filtr[A-2,A+2]=init(filtr[A-2,A+2],0);`. Nejprve je tedy nutné převést vzorky z časové oblasti do kmitočtové (funkce `fft(x)`), vynásobit je okénkovou funkcí a poté pomocí inverzní Fourierovy transformace zpět do oblasti časové. Výsledky shromažďujte do pole pomocí objektu **Collector**. Toto zpracování výstupních dat proveďte jak na buzeném, tak i na nebuzeném kanále.

k) Otevřete si uložený program z bodu d). Ten nyní upravte tak, aby z výstupního měřeného signálu váš program měřil výstupní výkon. Přitom využijte známé hodnoty zatěžovacího odporu, který je roven $4,7\ \Omega$. Vstupní napětí měňte v rozsahu od 10 mV do 1,2 V. Pro výpočet příkonu je nutné změřit napětí a proud napájecího zdroje. V **Instrument Manageru** je kromě akviziční jednotky také zdroj Agilent E3631A. Vytvořte objekt **Direct I/O** tohoto zdroje a tento objekt vložte mezi start a inicializační objekt pro akviziční jednotku. Pro inicializaci a nastavení zdroje použijte příkazy:

- ***RST** – resetuje měřicí přístroj,
- **INST:SEL P25V** – nastaví zdroj na zadávání a měření v rozsahu 0–25 V,
- **VOLT xxxV** – nastaví výstupní napětí zdroje na **xxx**, přičemž lze zadávat v jakémkoli tvaru (např.: **VOLT 500mV** nastaví výstupní napětí na hodnotu 500 mV),
- **CURR xxxA** – nastaví omezení výstupního proudu zdroje na hodnotu **xxx**. Opět lze přímo specifikovat jednotky (mA, A),
- **OUTPUT ON** – fyzicky sepne výstupní svorky,
- **OUTPUT OFF** – odpojí výstupní svorky od napětí.

Výstupní napětí zdroje nastavte opět na hodnotu 20 V a omezení výstupního proudu nastavte na 0,9 A. Další **Direct I/O** objekt vložte na vhodné místo a změřte výstupní napětí a proud pro každou hodnotu budícího napětí zesilovače. Pro měření využijte následující příkazy.

- **MEAS:VOLT?** – změří napětí na nastaveném přístroji,
- **MEAS:CURR?** – změří proud na nastaveném přístroji.

Poté z hodnot výkonu a vstupního napětí a proudu vypočtete účinnost a zobrazte závislost $\eta = f(P)$, kde P je výstupní výkon zesilovače. Využijte přitom znovu objekt **X vs. Y Plot**. Závislost změřte pro všechny možné hodnoty zesílení. Před spuštěním měření ještě vložte na vhodné místo příkaz pro vypnutí výstupu generátoru (akviziční jednotky) po každém vyčtení dat z akviziční jednotky. To způsobí mnohem menší tepelné namáhání zesilovače.

LITERATURA

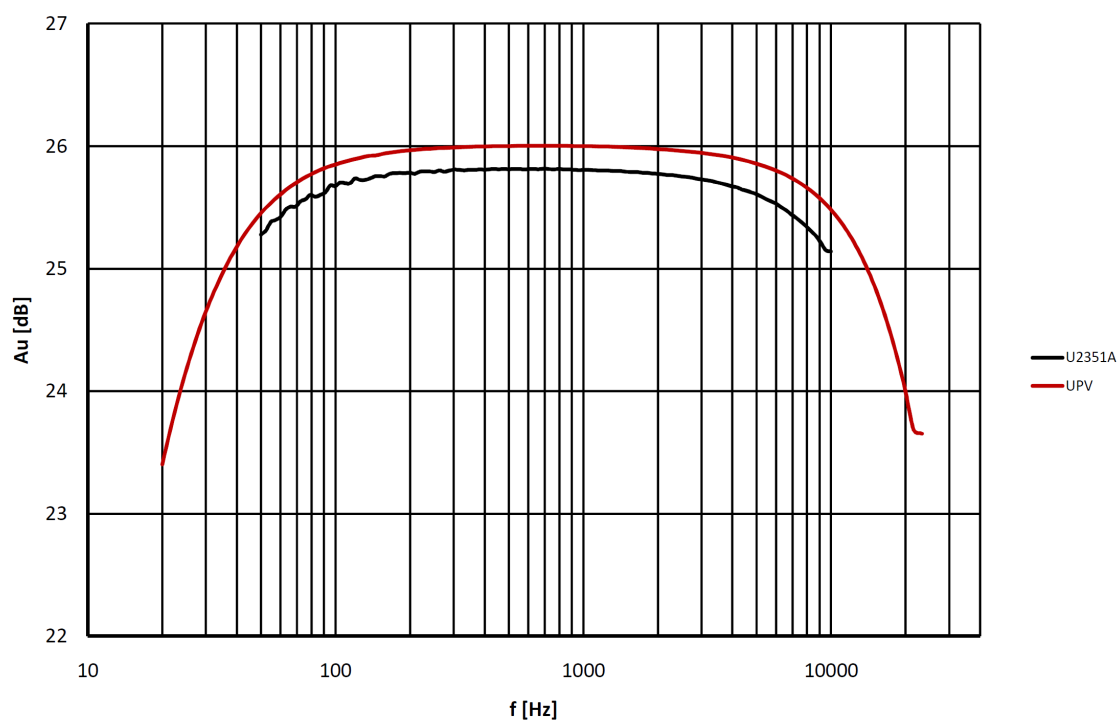
- [1] Štál, P.: Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D, Praha, BEN - technická literatura 2008, ISBN 978-80-7300-230-5
- [2] Agilent technologies *Agilent U2300A Series Multifunction USB Data Acquisition, Programming Guide* [online]. 30.6.2009 [cit. 2010-2-22]
Dostupné z URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90202.pdf>.
- [3] Agilent technologies *Agilent U2300A Series USB Multifunction Data Acquisition Devices, User's Guide* [online]. 1.9.2009 [cit. 2010-3-8]
Dostupné z URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/U2351-90202.pdf>.
- [4] Texas Instruments Incorporated *TPA3122D2 datasheet* [online]. 2004 [cit. 2010-2-22]
Dostupné z URL: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3122d2.pdf>.
- [5] METZLER, B. *Audio measurment handbook*. 2. vyd. Audio Precision, 2005. 171 s. 0058.0003 r1 AUDIO PRECISION, Beaverton, Oregon, 2005.

C NAMĚŘENÉ CHARAKTERISTIKY

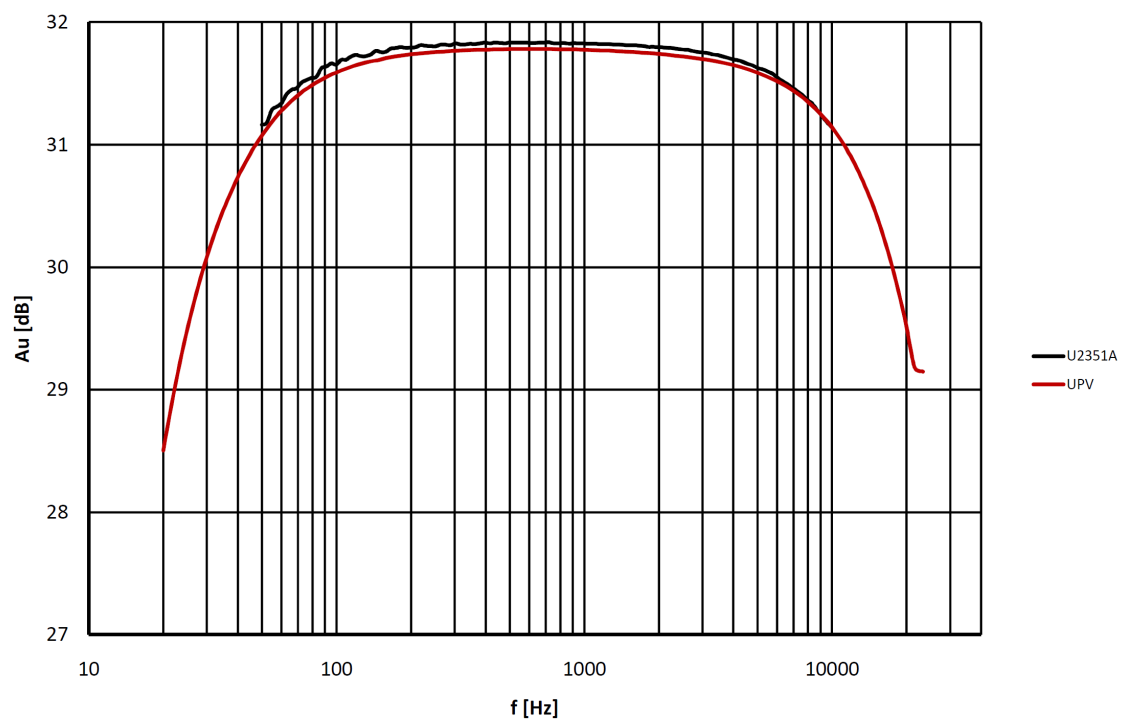
V této části jsou uvedeny jednotlivé charakteristiky změřené na realizovaném laboratorním přípravku s využitím navržených automatizovaných měření.

C.1 Frekvenční přenosové charakteristiky

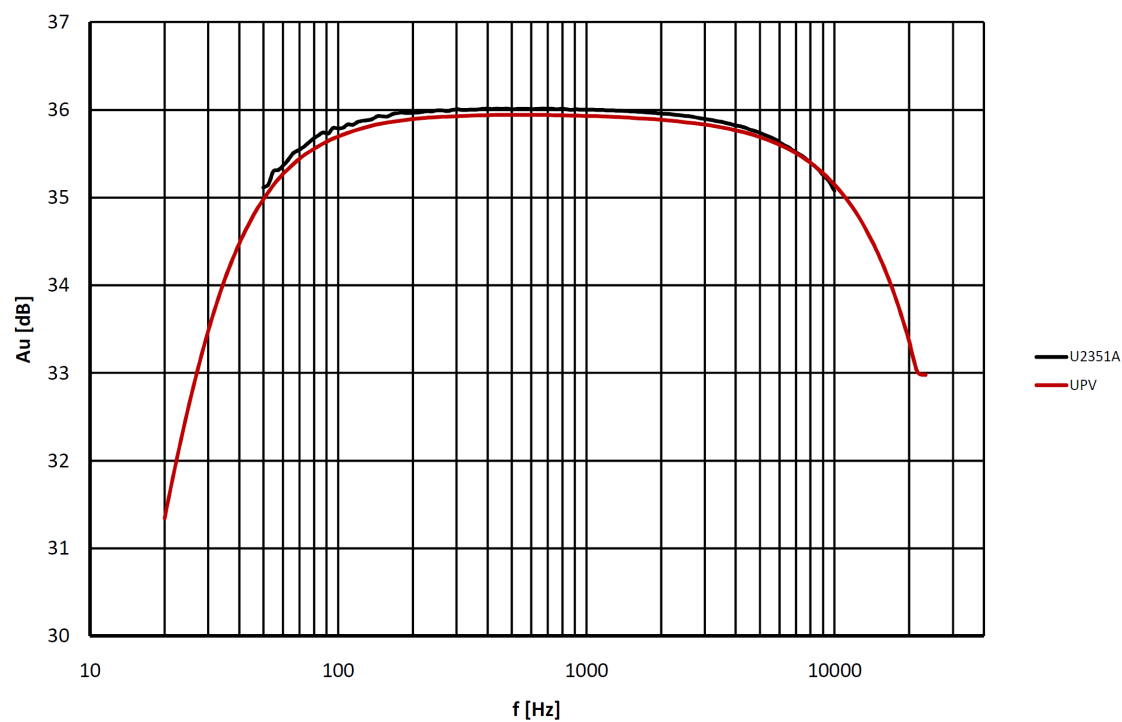
Níže jsou uvedeny frekvenční přenosové charakteristiky pro jednotlivá zesílení. Charakteristika pro zesílení 20 dB je uvedena v 4.3.1. Společně s charakteristikami naměřenými s pomocí akviziční jednotky jsou v grafech uvedeny i charakteristiky naměřené s měřicím přístrojem UPV od firmy Rohde&Schwarz. Efektivní hodnota vstupního signálu zesilovače byla pro všechny uvedené charakteristiky totožná a byla rovna hodnotě 30 mV.



Obr. C.1: Přenosová charakteristika pro $\text{gain1}=0$ a $\text{gain0}=1$ (26 dB)



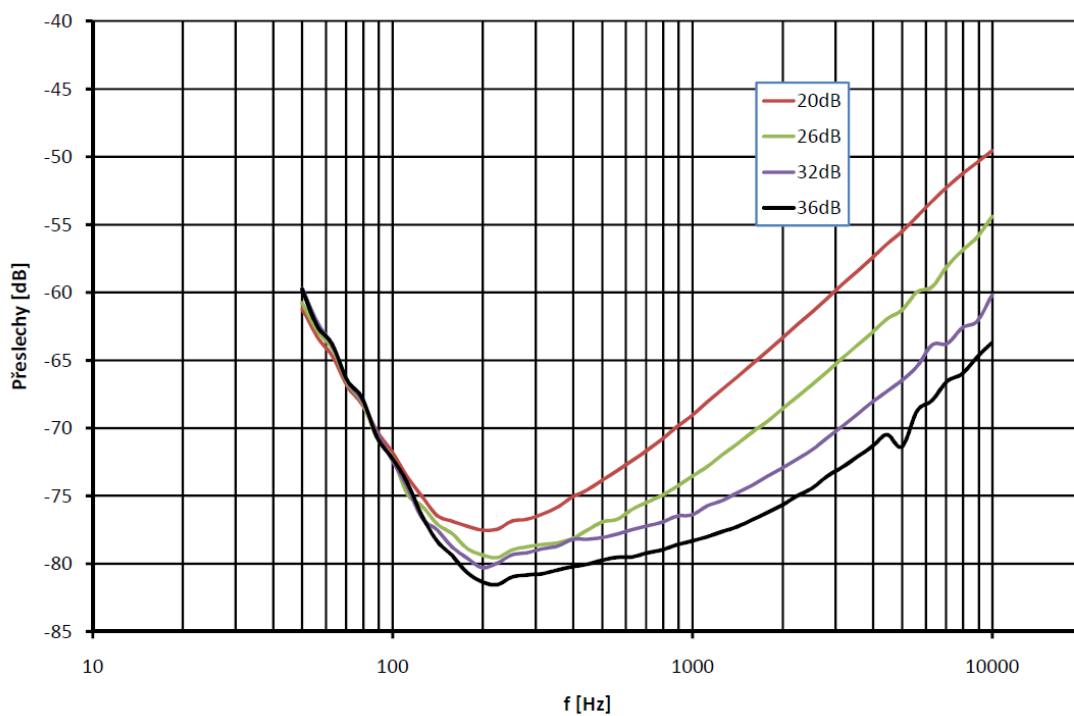
Obr. C.2: Přenosová charakteristika pro $\text{gain1}=1$ a $\text{gain0}=0$ (32 dB)



Obr. C.3: Přenosová charakteristika pro $\text{gain1}=1$ a $\text{gain0}=1$ (36 dB)

C.2 Závislost přeslechů na frekvenci

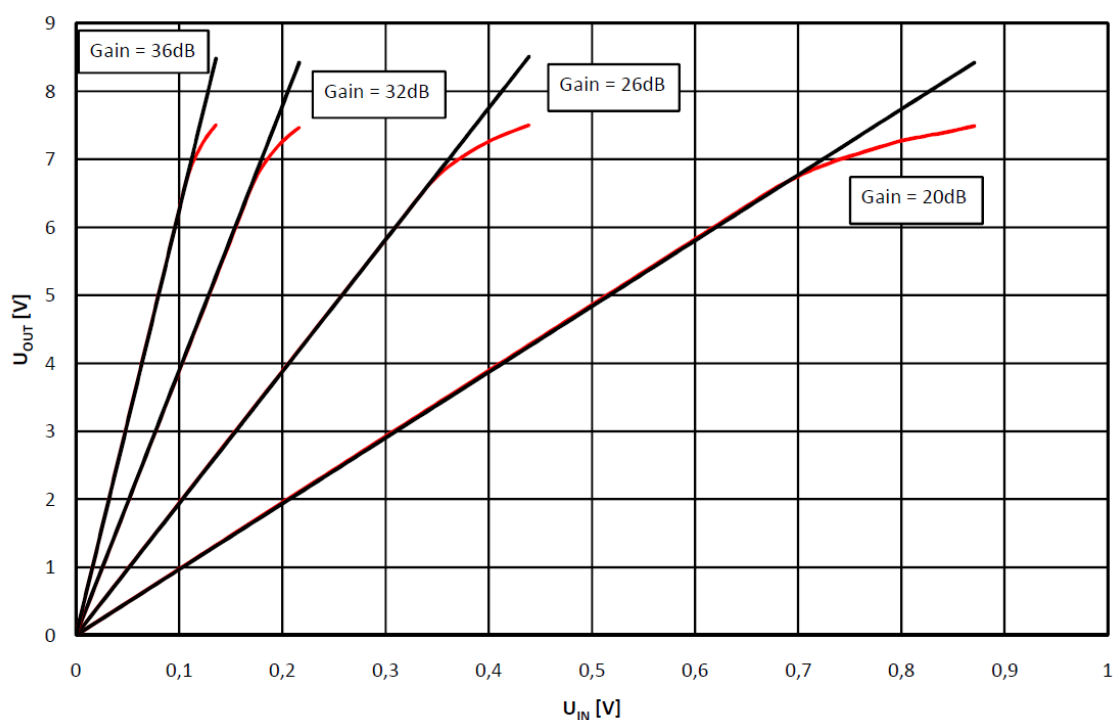
Na následujícím obrázku jsou uvedeny naměřené frekvenční závislosti přeslechů pro jednotlivá zesílení. V části 4.3.2 je uvedena samostatná charakteristika pro zesílení 20 dB. Uvedené charakteristiky byly naměřeny pro výstupní výkon zesilovače 1 W.



Obr. C.4: Závislost přeslechů na frekvenci

C.3 Měření převodní charakteristiky a 1dB komprese

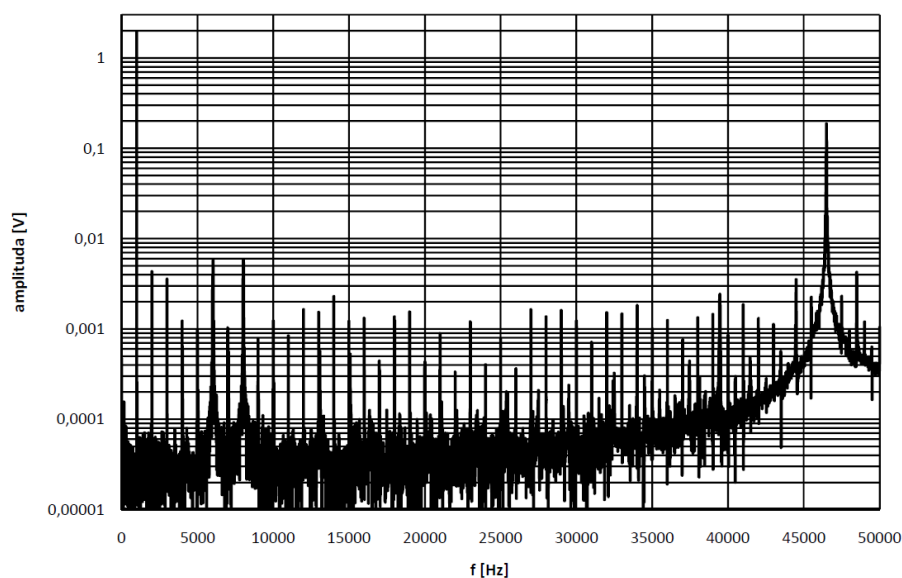
V této části jsou uvedeny naměřené převodní charakteristiky. Jejich koncové body jsou současně body 1 dB komprese. Charakteristika naměřená s nastaveným zesílením 20 dB je uvedena v části 4.3.3. Červeně jsou vyneseny naměřené charakteristiky a černě jsou znázorněny teoretické převodní charakteristiky. Veškeré uvedené charakteristiky byly naměřeny při kmitočtu 1 kHz.



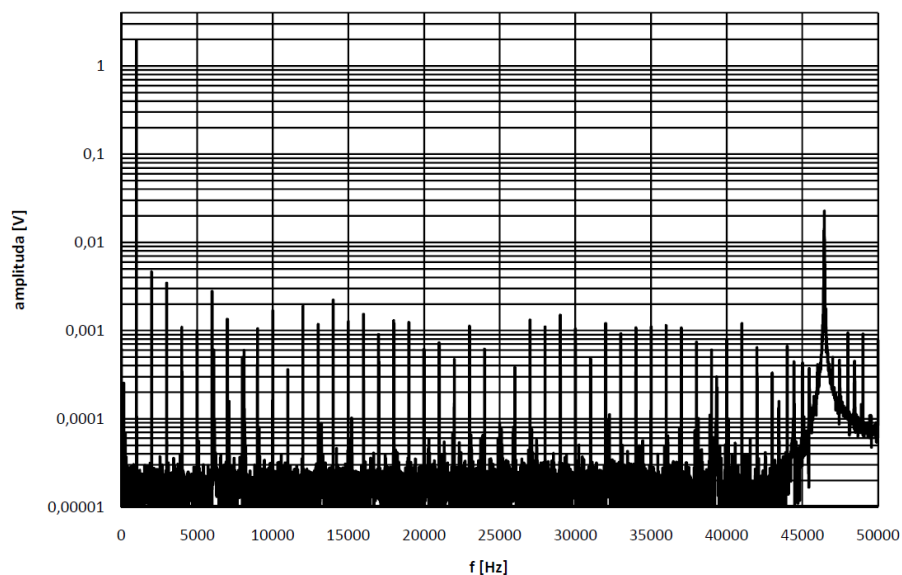
Obr. C.5: Změřená závislost výstupního napětí na vstupním

C.4 Měření spektra výstupního signálu

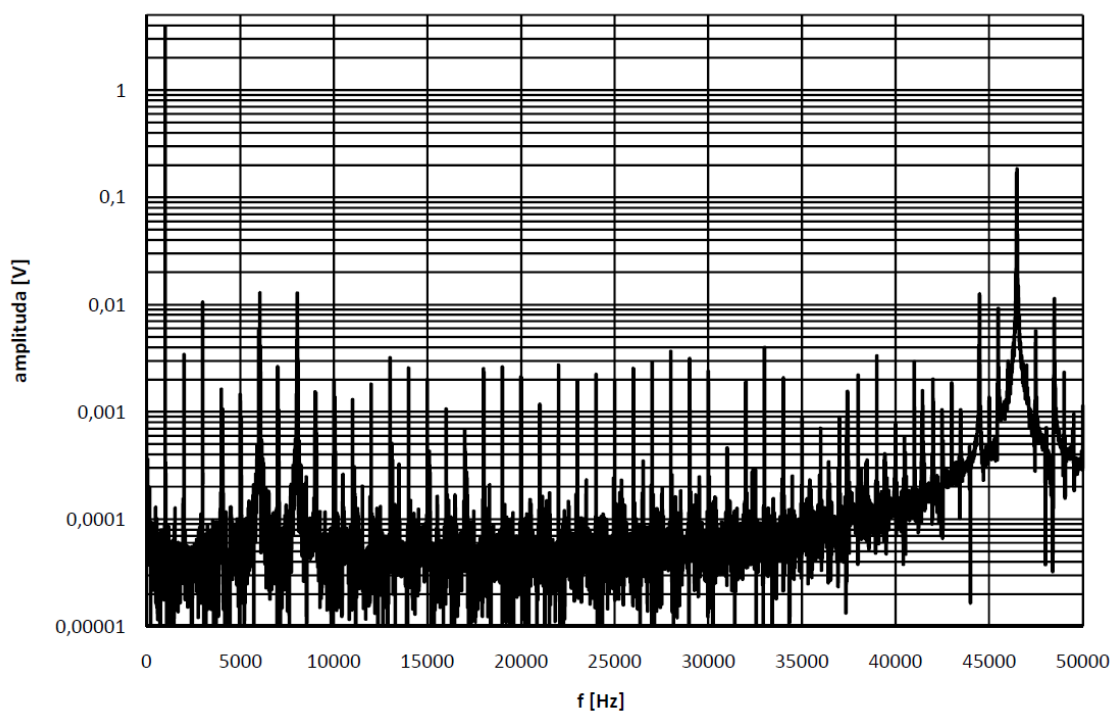
Na následujících obrázcích jsou uvedeny naměřená spektra výstupního signálu před tzv. „měřicím filtrem“ a za ním. Vstupní signál zesilovače měl kmitočet 1 kHz. Komentář k průběhům společně s obrázkem pro zesílení 20 dB před a po průchodu měřicím filtrem jsou uvedeny v části 4.3.4.



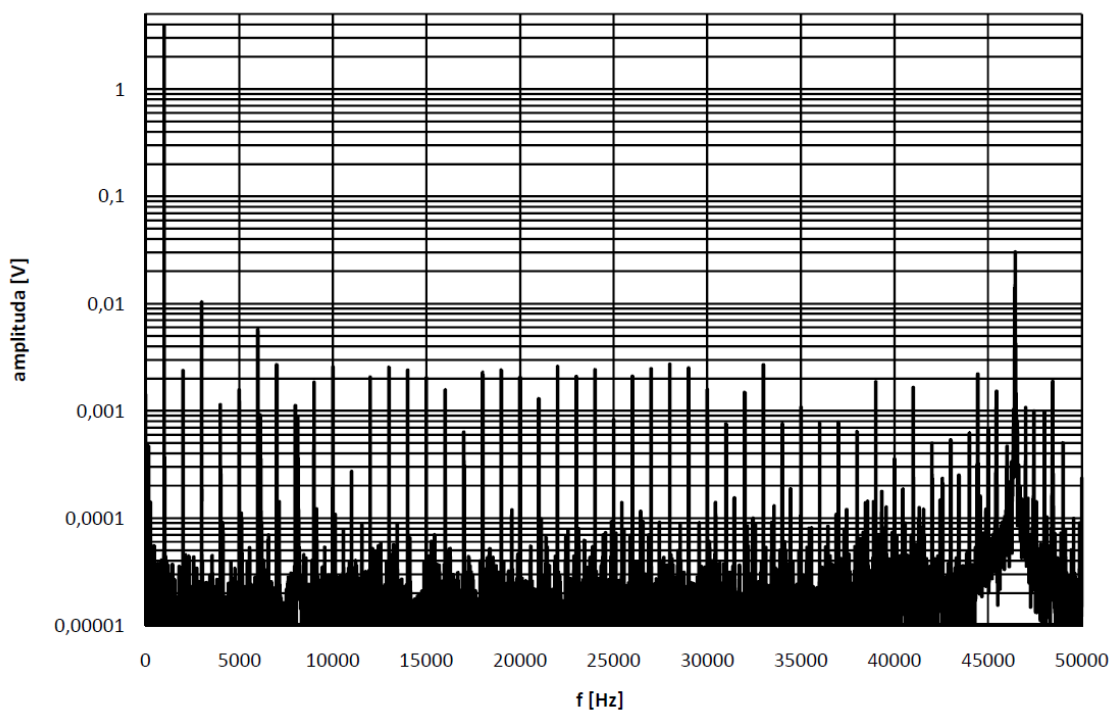
Obr. C.6: Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 26 dB



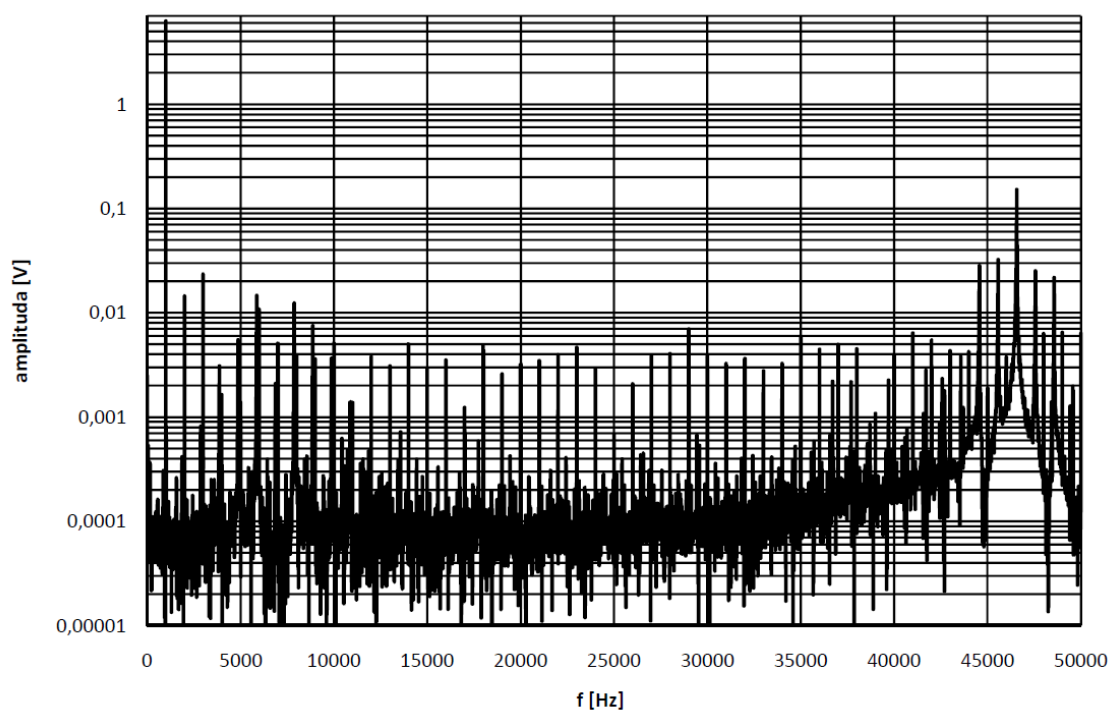
Obr. C.7: Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 26 dB



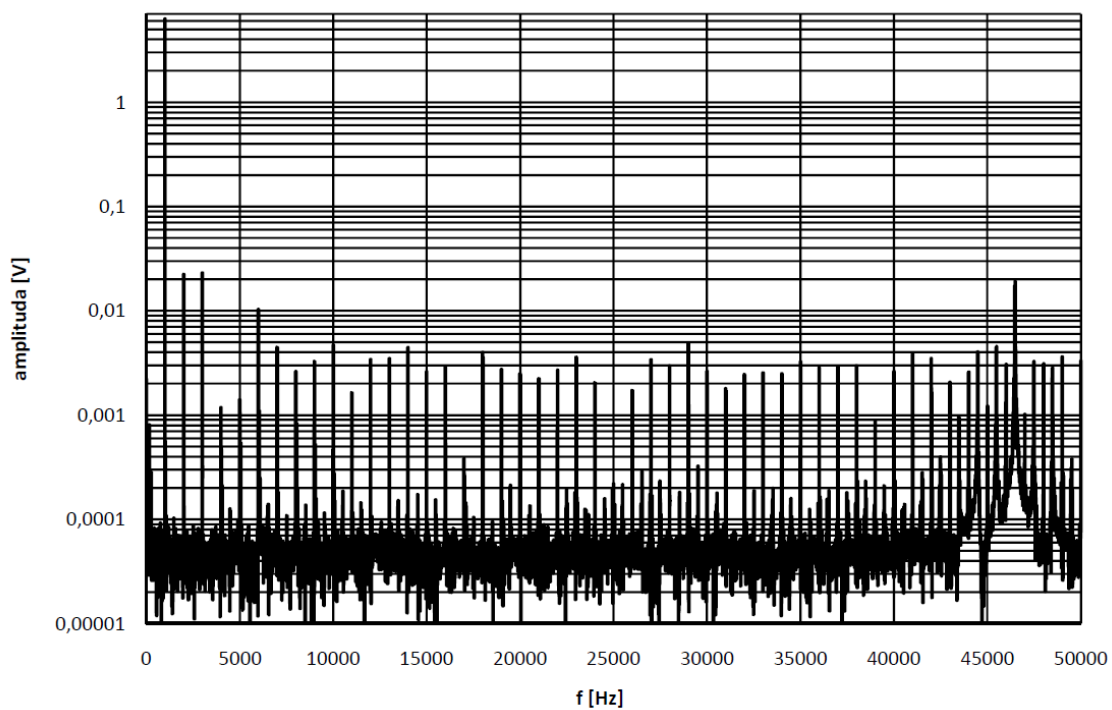
Obr. C.8: Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 32 dB



Obr. C.9: Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 32 dB



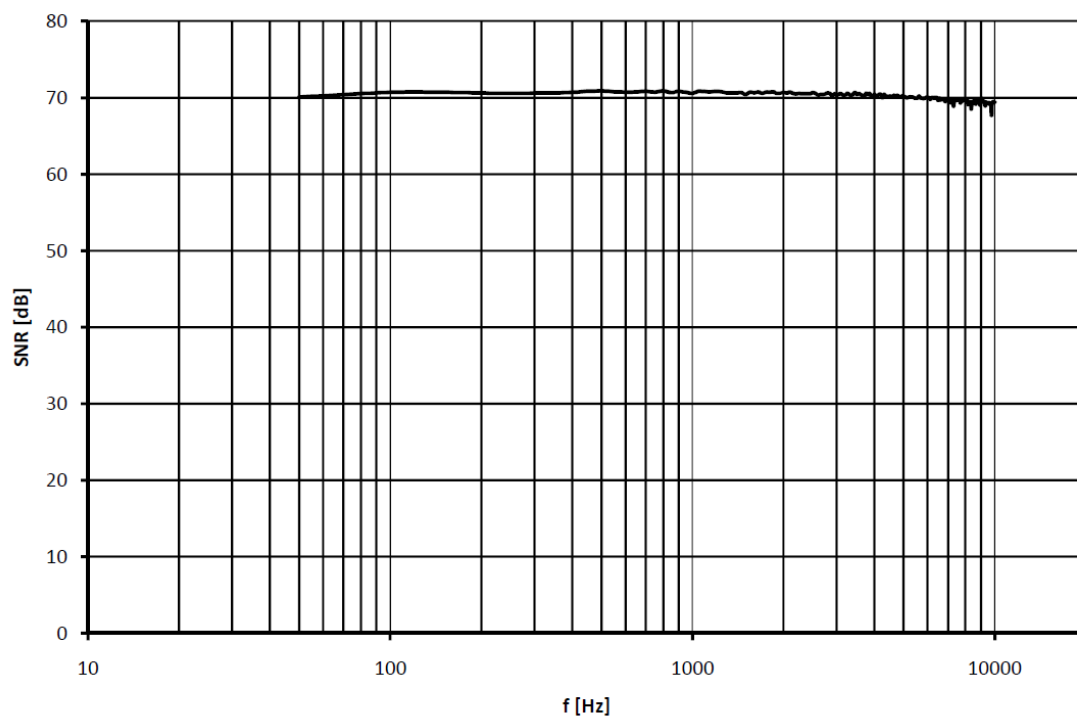
Obr. C.10: Spektrum výstupního signálu zesilovače pro zesílení 36 dB



Obr. C.11: Spektrum výstupního signálu zesilovače po průchodu měřicím filtrem pro zesílení 36 dB

C.5 Frekvenční závislost SNR

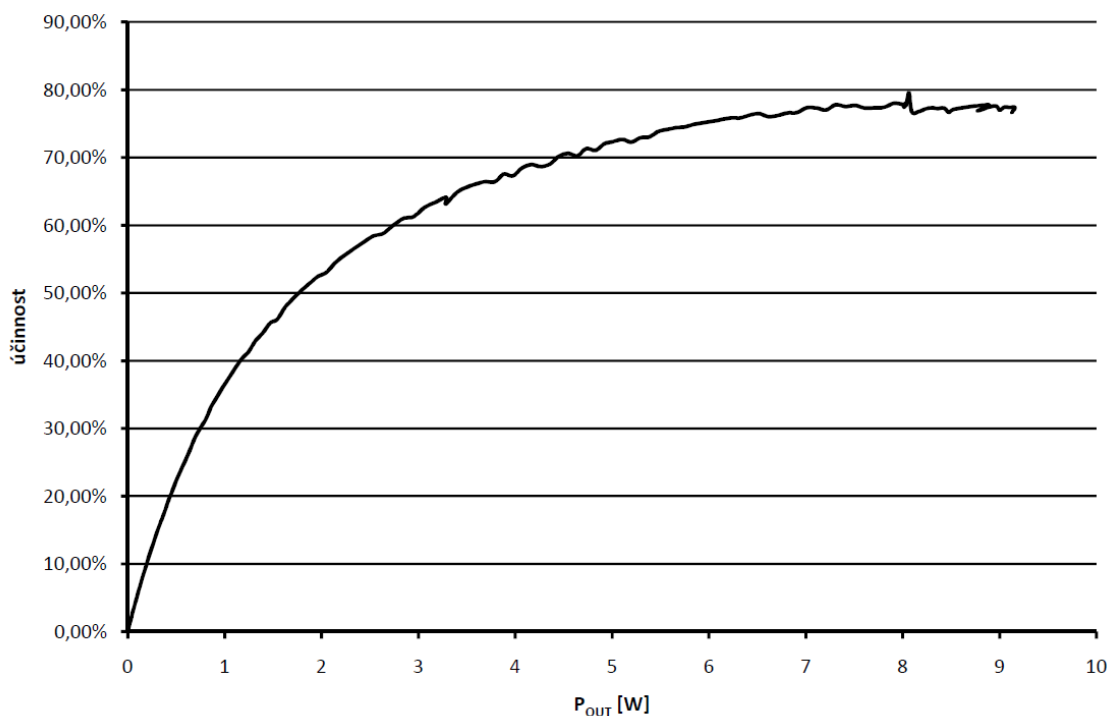
V této části je uvedena naměřená závislost SNR na kmitočtu. Podrobnosti o měření jsou uvedeny v kap. 4.3.6.



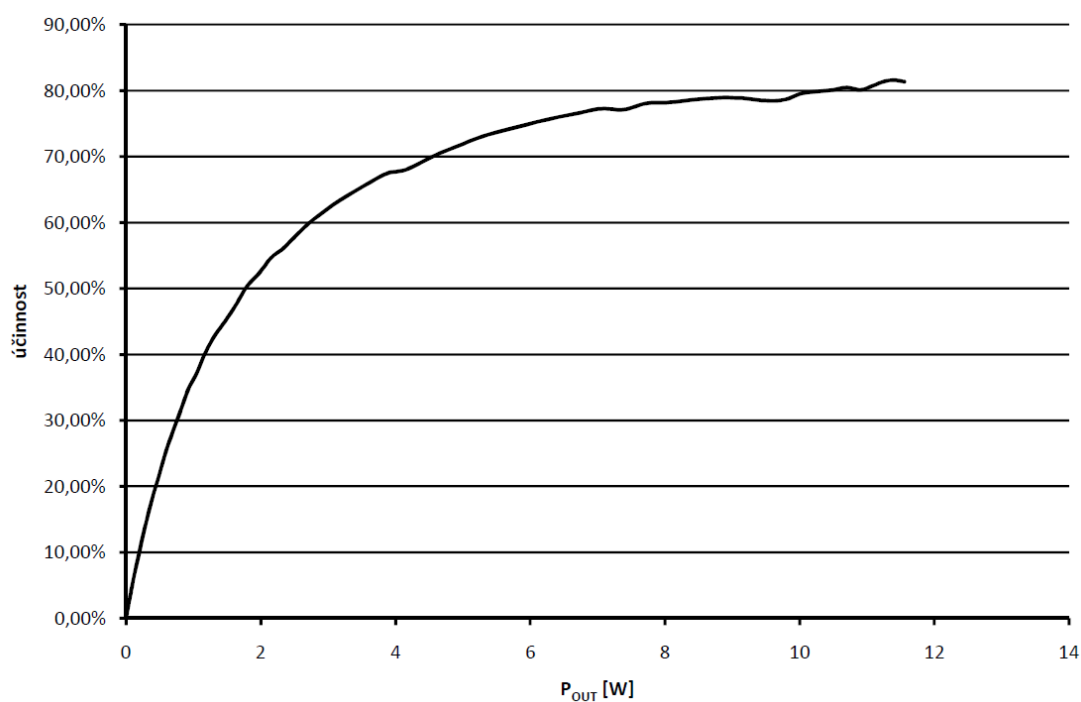
Obr. C.12: Změřená závislost SNR na frekvenci pro zesílení 26 dB

C.6 Měření účinnosti v závislosti na výstupním výkonu

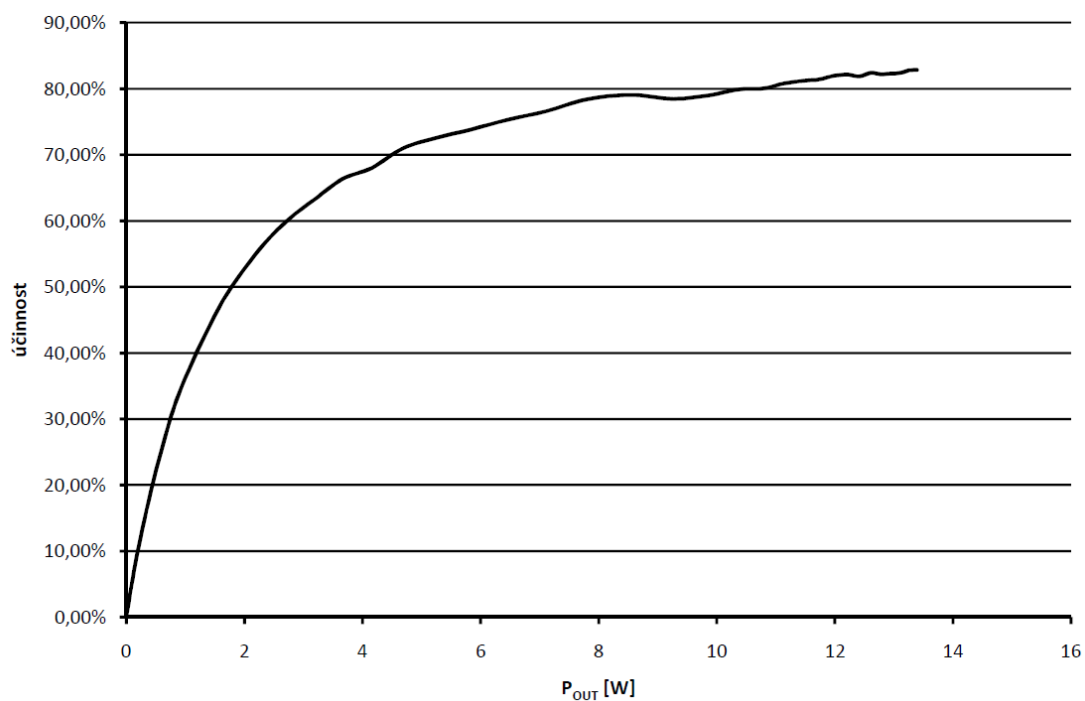
Níže v této části jsou uvedeny závislosti účinnosti zesilovače na výstupních výkonu. Závislost pro zesílení 36 dB je uvedena v části 4.3.7, kde jsou také uvedeny podrobnosti o tomto měření. Závislosti nemohly být zobrazeny do jednoho grafu, protože téměř splývaly. Proto je každá naměřená charakteristika uvedena zvlášť.



Obr. C.13: Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 20 dB



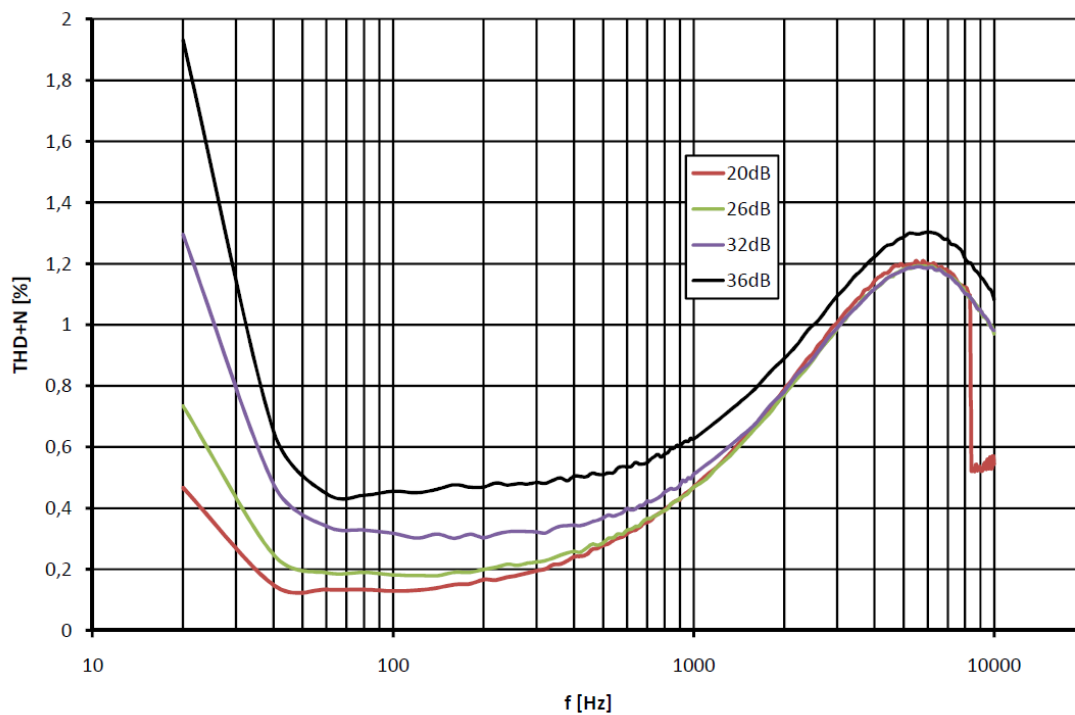
Obr. C.14: Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 26 dB



Obr. C.15: Změřená závislost účinnosti na výstupním výkonu pro zesílení 32 dB

C.7 Měření THD+N v závislosti na kmitočtu

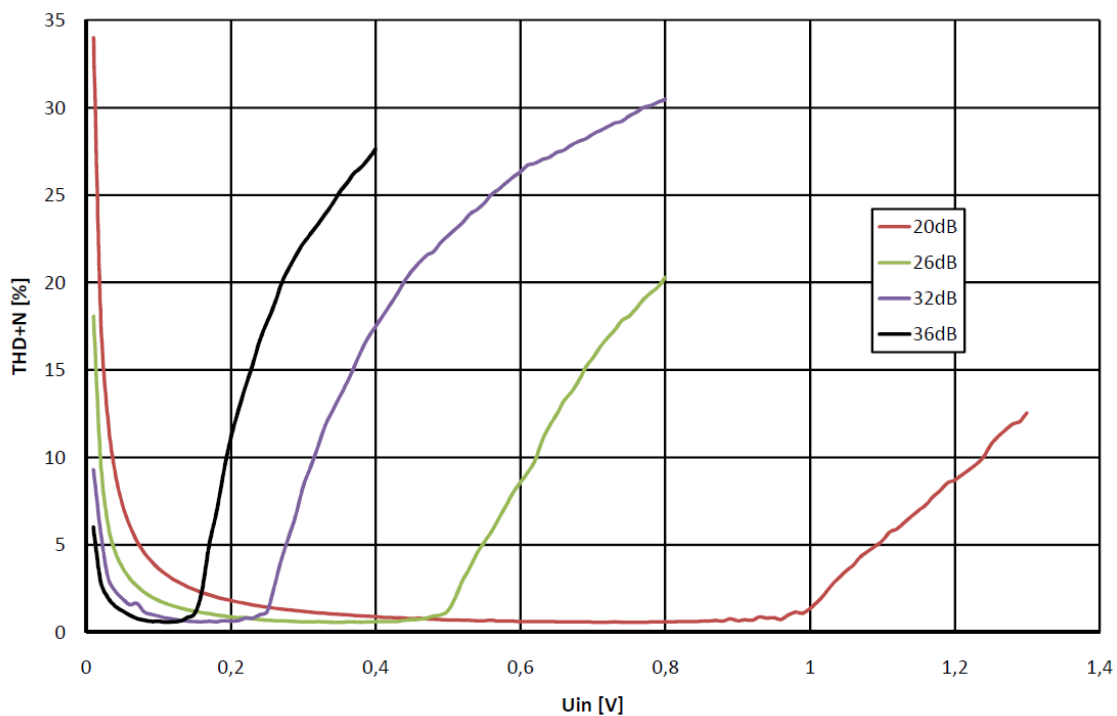
Tato část dokumentuje charakteristiky THD+N v závislosti na kmitočtu. Podrobnosti o měření jsou uvedeny v části 4.3.8, kde je mj. uvedena naměřená charakteristika pro zesílení 20 dB. Na obrázku níže jsou uvedeny naměřené charakteristiky pro různá zesílení.



Obr. C.16: Změřená závislost THD+N na frekvenci

C.8 Závislosti THD+N na vstupním napětí

V této části jsou uvedeny závislosti THD+N na velikosti vstupního signálu pro zesílení 20, 26, 32 a 36 dB. Charakteristika pro zesílení 20 dB je ještě zvláště uvedena v části 4.3.9, kde je popsáno i samotné měření.



Obr. C.17: Změřená závislost THD+N na vstupním napětí